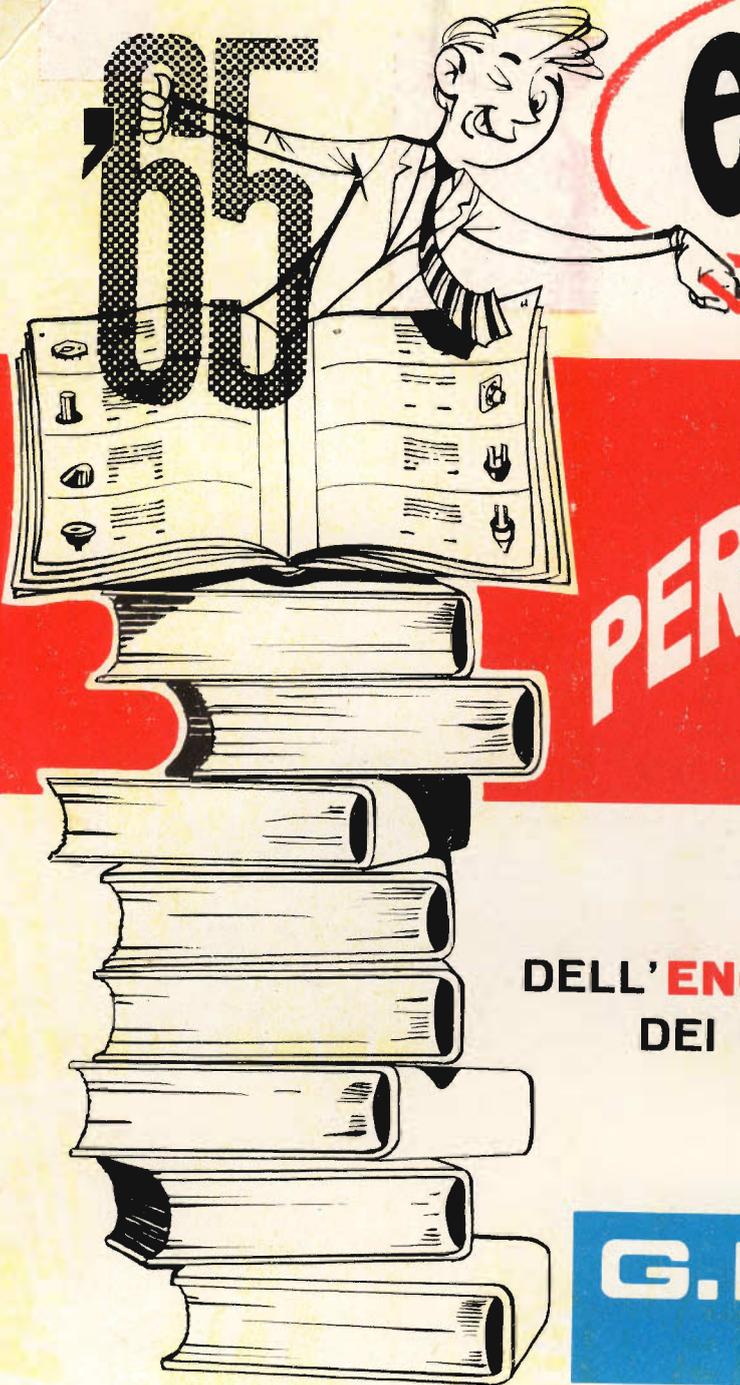
ARGENTINA	Pesos 135	FRANCIA	Fr. Fr. 4.70	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12.10	GERMANIA	D. M. 3.85	PERU'	Sol. 42.85
AUSTRIA	Sc. 24.90	GIAPPONE	Yen. 346.80	PORTOGALLO	Esc. 27.60
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6.10	SPAGNA	Pts. 57.70
BRASILE	Crs. 1.200	ISRAELE	L. I. 3.30	SUD-AFRICA	R. 0.80
CANADA	$ Can. 1.20	JUGOSLAVIA	Din. 725	SVIZZERA	Fr. S. 4.15
CILE	Esc. 1.35	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8.70
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	MALTA	Sh. 6.10	URUGUAY	Pesos 10.45
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr.N. 6.90	U.S.A.	$ 1.60
ETIOPIA	$ Et. 2.35	OLANDA	Fol. 3.50	VENEZUELA	Bs. 6.60

N. 2 - FEBBRAIO 1965

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350

CON OLTRE 1000 PAGINE RICCAMENTE ILLUSTRATE

FATE OGGI STESSO LA PRENOTAZIONE VERSANDO LIRE 3000 SUL C.C. POSTALE 3/47471 INTESTATO ALLA G.B.C. ITALIANA VIALE MATTEOTTI, 66 - CINISELLO BALSAMO - MILANO

LA SPEDIZIONE AVVERRÀ ENTRO IL MESE DI MARZO 1965

Tubi di potenza Siemens ad onde progressive

per telecomunicazioni in MA, MF e modulazione SSB

Dati Tecnici

	Campo di frequenza GHz	Potenza di saturazione W	Potenza di uscita W	Amplificazione dB	Tensione di elica V
RW 2	1.7 ÷ 2.3	30	20	35	2000
RW 4	3.3 ÷ 4.3	16	10	40	1750
RW 6	5.8 ÷ 7.3	18	10	38	2400
fino a 10 W non è necessario il raffreddamento forzato					
YH 1020	0.45 ÷ 0.9	300	200	30	2500
YH 1040	5.9 ÷ 6.4	3000	2000	30	15000

I focalizzatori sono a campo magnetico permanente periodico nello spazio. Si contraddistinguono specialmente per le loro piccole dimensioni ed il peso ridotto.

Elevata linearità

Elevata potenza di saturazione

Basso fattore di rumore

Semplice sostituzione della valvola

Grazie al « collettore depresso » non è necessario un raffreddamento ad aria forzata fino ad una potenza di uscita di 10 W.

Flange e guide d'onda secondo le norme internazionali.

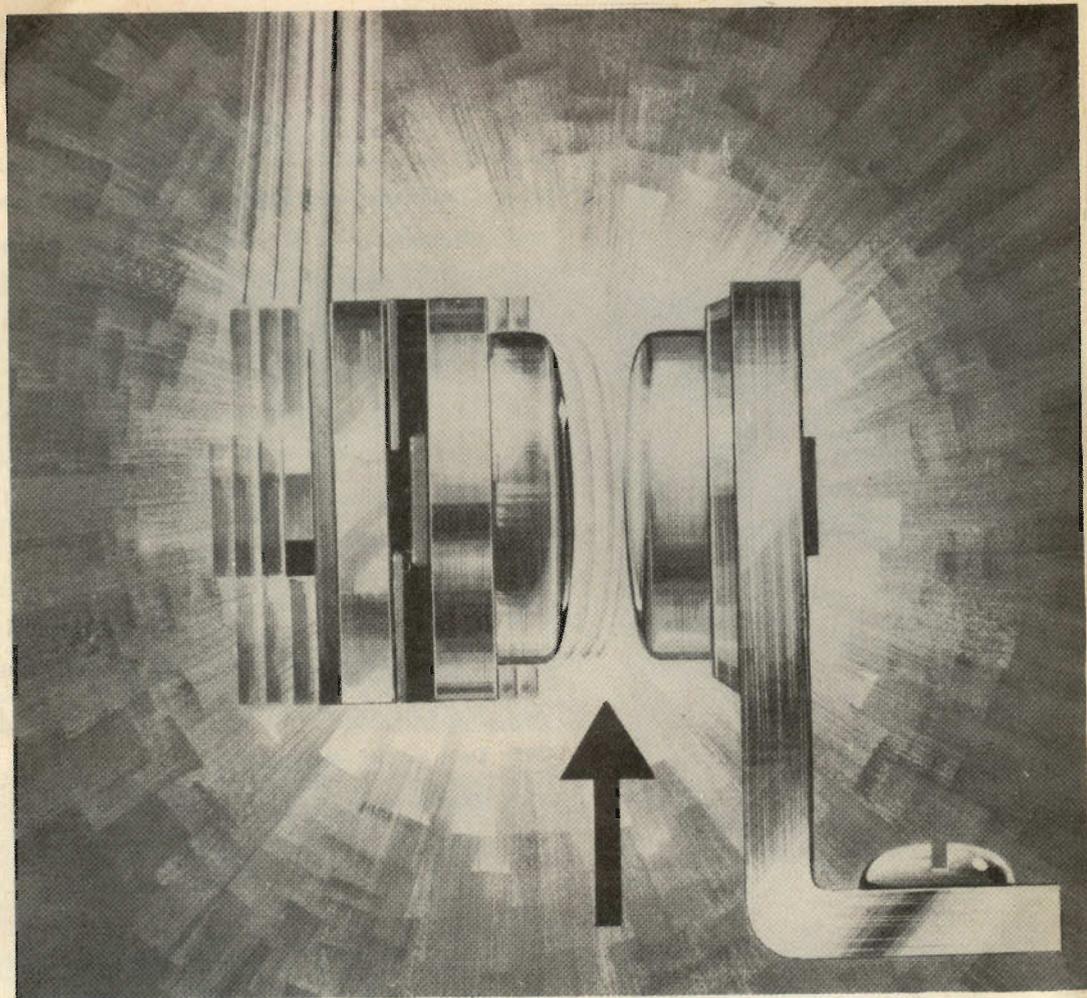
SIEMENS & HALSKE AG - SETTORE COMPONENTI

Rappresentanza per l'Italia:

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

N. 2 - Febbraio 1965

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Telefono n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza del Liberty, n. 4 - Milano - Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI - Autorizzazione alla pubblicazione Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: CARIM - C.so Sempione, 85 - Milano. Concessionario esclus. per la diffusione in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telefono 33.20.41 - Spedizione in abbonamento Postale - Gr. III - Prezzo della Rivista L. 350, numero arretrato L. 700 - Abbonamento annuo L. 3.500, per l'Estero L. 7.000. I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale N. 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

Only Electrolube* applied here, will remove tarnish ■ protect surfaces ■ prevent pitting and metal transfer ■ reduce arcing ■ prevent contact bounce ■ and only Electrolube* will improve conductivity and give extra reliability and longer life to all electrical contacts ■

*REGD. TRADE MARK

P0104

RISULTATI TECNICI DELLA RICERCA NUCLEARE

di W. J. Oosterkamp

Parte II

Concludiamo questa serie di articoli dedicata ai risultati della ricerca nucleare soffermandoci molto estesamente sui radioisotopi il cui impiego è stato esteso in questi ultimi tempi in tutti i campi della ricerca scientifica e tecnica.

Applicazioni degli isotopi radioattivi

Le sostanze radioattive artificiali sono ottenute mediante l'irradiazione di un isotopo stabile con neutroni in un reattore nucleare, mediante la separazione chimica dei prodotti di scissione di un reattore, e mediante bombardamento di certi elementi con ioni di idrogeno leggeri o pesanti, accelerati in un ciclotrone. Il fatto che tali sostanze emettano raggi radioattivi viene utilizzato in diversi modi.

Una delle loro applicazioni è come « tracciatori ». Le sostanze radioattive, a causa delle loro radiazioni, rivelano la loro posizione e concentrazione, mentre dal punto di vista chimico esse si comportano esattamente allo stesso modo degli isotopi stabili dello stesso elemento. Sostituendo un isotopo radioattivo ad un certo atomo in molecole interessanti un processo chimico o biologico, si può seguire il comportamento di tali molecole durante il detto processo.

I tracciatori radioattivi vengono impiegati nell'ingegneria idraulica. Essi svolgono un ruolo considerevole, ad esempio, nel progetto del delta dei Paesi Bassi, dove è molto importante conoscere i cambiamenti causati dalle correnti marine nel movimento delle sabbie, quando la situazione idrografica intorno alla costa è radicalmente alterata dagli sbarramenti e da altri lavori. Per effettuare l'esame, si scarica in un determinato punto della superficie marina una sostanza simile alla sabbia, contenente una quantità nota di scandio-46 radioattivo (fig. 5). Si misura poi per un certo tempo la radioattività delle acque marine nell'area circostante il luogo in cui la sostanza venne scaricata, e si possono così rilevare i movimenti della sabbia nel detto periodo di tempo.

In medicina, lo iodio-131 radioattivo è spesso usato per esaminare il funzionamento della tiroide. Somministrando lo iodio per via orale ad individui sani, ad esempio sotto forma di ioduro di sodio,

Fig. 5 - Studio sui movimenti delle sabbie dovuti alle correnti marine per mezzo di un radio-isotopo. Il materiale radioattivo (scandio-46, contenuto nella zeolite, un materiale granulare simile alla sabbia del Mar del Nord, mescolato con una certa quantità di sabbia) viene fornito in sacchi di plastica e vuotato in un recipiente metallico. La fotografia mostra come viene aperto un sacco mediante un coltello posto all'estremità di un lungo bastone. In primo piano è visibile un sacco vuoto. Il recipiente chiuso viene calato a mare, e quindi scaricato. Questo metodo è stato recentemente sostituito da un altro meno pericoloso, in quanto il radio-isotopo è posto nel recipiente dal fabbricante. (Fotografia scattata per gentile concessione del Delta Authority of the Dutch National Water Board).

Fig. 6 - Esplorazione dell'attività della tiroide per mezzo di un tracciatore radioattivo, lo iodio-131, somministrato per via orale alla paziente un po' di tempo prima. Il rivelatore delle radiazioni (un cercatore a scintillamento) posto al di sopra della paziente è schermato in modo da misurare solo i raggi gamma provenienti dalla tiroide. (Fotografia scattata per gentile concessione del St. Annadal Hospital, Maastricht.)

dopo che esso è stato assorbito nell'intestino tenue, una media del 35% si fissa nella tiroide. L'assorbimento di troppo o troppo poco iodio denota uno stato di malattia. Dopo che si è somministrato lo iodio radioattivo, si può accertare l'assorbimento dello stesso, misurando in tempi determinati le radiazioni radioattive provenienti dalla tiroide con un cercatore collocato al di sopra della zona da esplorare (fig. 6). La parte sensibile del cercatore è avvolta in un rivestimento di piombo avente un'apertura frontale, studiata in modo da assicurare che siano captate solo le radiazioni gamma provenienti dalla tiroide. Servendosi di un limitatore di radiazioni ad apertura molto piccola, si può esplorare l'area della tiroide punto per punto, e si ottiene così un diagramma bidimensionale della sua attività. Da questo si può constatare se la forma della parte funzionale della tiroide è normale e se si riscontrano eventuali deviazioni della forma normale (fig. 7a, b).

Le sostanze radioattive possono anche essere adoperate per misurare lo spessore di materiali, la concentrazione di miscele, e il livello dei liquidi in serbatoi chiusi. Per fare un esempio, descriverò un misuratore della concentrazione di sabbia attualmente in uso nei Paesi Bassi su circa dieci draghe aspiranti. Se il contenuto di

sabbia nella miscela di acqua e sabbia estratta dalla draga aspirante è troppo scarso, si toglie la quantità d'acqua in sovrappiù. Se il contenuto di sabbia è troppo elevato, il pompaggio è eccessivo e c'è il pericolo di un'ostruzione. Per misurare la concentrazione, si monta una capsula contenente cesio-137 su un lato di una parete verticale del tubo di scarico (fig. 8 e 9). La capsula è racchiusa in un rivestimento di piombo che assorbe le radiazioni emesse in direzioni che non interessano. Il piombo è protetto contro l'avaria meccanica da un involucro di ferro. La parte sensibile di un detector di radiazioni, altrettanto ben protetto, viene montata diametralmente all'opposto. L'acqua non assorbe i raggi gamma emessi dal cesio-137 nella stessa misura della sabbia. Quanta più sabbia la miscela contiene, tanto minore è l'intensità delle radiazioni che arrivano al detector, e tanto minore è quindi la lettura del misuratore. Il misuratore è situato nella cabina di manovra della draga (fig. 10), cosicchè l'operatore può agire opportunamente non appena una lettura rivela qualche anomalia.

In linea di massima, per le radiografie industriali, i raggi gamma degli isotopi radioattivi potrebbero sostituire i raggi X. Ad un'uguale grandezza dell'area emissiva, comunque, l'intensità delle radiazioni da un apparecchio a raggi X può essere addirittura un centinaio di volte superiore, per cui si possono usare tempi di esposizione più economici. Per quest'applicazione, perciò, l'uso di sostanze radioattive è soltanto giustificato quando la sorgente di radiazioni dev'essere collocata in un luogo non facilmente (o non affatto) eccessibile a un tubo a raggi X, o nel caso in cui non ci sia elettricità a disposizione, o quan-

a b

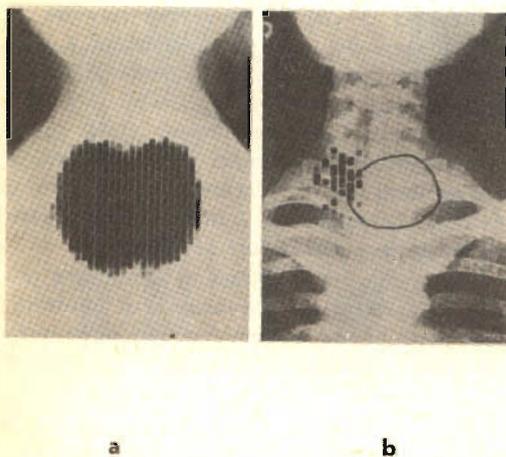



Fig. 7 - Munendo il cercatore a scintillamento, presentato nella figura 6, di un collimatore avente una apertura molto piccola, si può esplorare punto per punto la zona tiroidea ed ottenere uno « scintigramma » bidimensionale della ghiandola. Da questo si può vedere se la parte attiva della tiroide (la parte che assorbe lo iodio) è di forma normale e, se non lo è, quali sono le anormalità. Gli scintigrammi di un soggetto sano (a) e di un soggetto malato (b) qui presentati, sono proiettati ciascuno su una radiografia della persona stessa. Nel caso (b) la tiroide è attiva solo alla periferia, in alto a sinistra; un tumore ha reso inattiva l'altra parte (contrassegnata da un cerchio). (Fotografie scattate per gentile concessione del Dr. Coenegracht, St. Annadal Hospital, Maastricht).

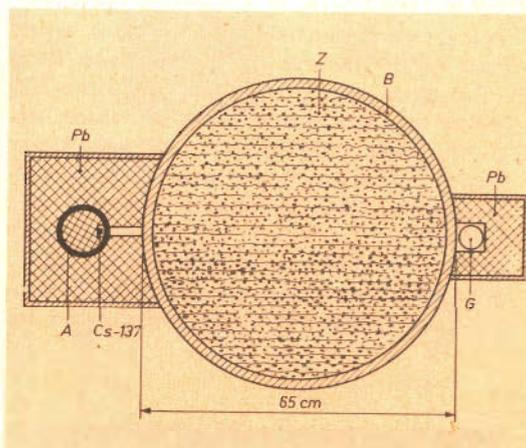



Fig. 8 - Impiego di un isotopo radioattivo (cesio-137) per la misurazione costante della concentrazione di sabbia nella miscela di acqua e sabbia (Z) estratta dal tubo di scarico di una draga aspirante. Disposta su di un lato del tubo B c'è una capsula contenente il materiale radioattivo. La capsula è situata in una apertura sulla periferia di un cilindro di piombo A, che può essere fatto girare sul suo asse entro un rivestimento di piombo. Montato sull'altro lato del tubo B, si trova un detector di radiazioni G, pure racchiuso in un rivestimento di piombo Pb, in modo da rendere non pericoloso il passaggio delle radiazioni attraverso la miscela di acqua e sabbia. L'intensità delle radiazioni che raggiungono D dipende dalla concentrazione della sabbia. La sorgente di radiazioni può venire « interrotta » con una leggera rotazione del cilindro A.

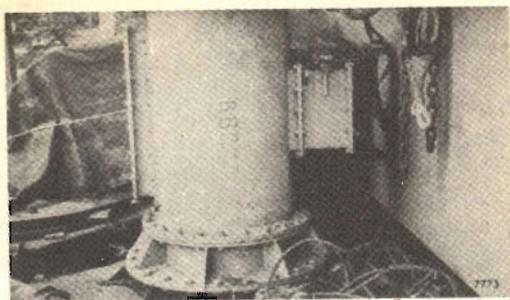



Fig. 9 - Parte verticale del tubo di scarico della draga, sulla quale sono montati — come si vede nella figura 8 — un grande recipiente contenente la sorgente radioattiva, e un recipiente più piccolo contenente il detector di radiazioni.

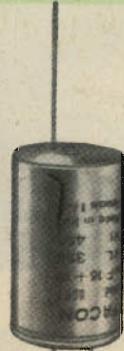
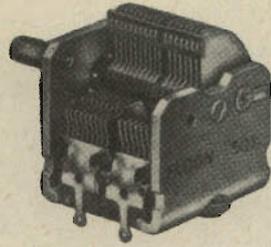
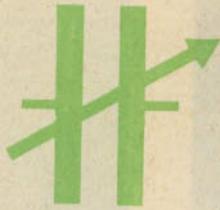
do le radiazioni da comuni apparecchi a raggi X non hanno abbastanza potere di penetrazione, e di contro si hanno a disposizione sostanze radioattive che emettono raggi gamma sufficientemente forti.

Un buon esempio è l'uso dell'iridio-192 radioattivo nell'esame delle saldature, negli oleodotti. L'involucro contenente la sorgente radioattiva è posto al di fuori dell'oleodotto, diametralmente opposto alla pellicola (in modo che le radiazioni passino successivamente attraverso due punti della parete), oppure al centro dello stesso, in modo che si possa prendere la radiografia di una saldatura completa su una lastra sistemata intorno al tubo. La fotografia della figura 2 mostra come un dispositivo contenente la sorgente radioattiva viene introdotto in una conduttura su una specie di carrello. Dopo che la lastra è stata collocata al posto giusto, si può scoprire da lontano la sorgente di radiazioni, per impressionare la lastra. Questo metodo è stato usato, per esempio, nella posa dell'oleodotto da Rotterdam a Colonia.

Fig. 10 - Cabina di manovra della draga aspirante. Il contatore accanto al soffitto indica costantemente la concentrazione di sabbia nella miscela di acqua e sabbia pompata.

Per le stesse ragioni riportate riguardo all'esame di materiali con raggi X, nella radiografia clinica gli isotopi radioattivi possono sostituire gli apparecchi a raggi X solo in casi eccezionali, soprattutto perchè nel campo medico è spesso necessario radiografare organi in movimento, ciò che richiede tempi di esposizione brevissimi.

Nella terapia con raggi X, la grandezza dell'area emissiva è di minore importanza, ed è per questo che talvolta si usa, invece dei comuni apparecchi a raggi X a 200-300 kV una sorgente di raggi gamma, soprattutto il cobalto-60 (fig. 13). Le radiazioni del cobalto-60 sono quasi tanto penetranti quanto le radiazioni X provenienti da un acceleratore lineare a 4 MeV. La scelta fra i due metodi dipende in genere da fattori secondari.

Nella chimica analitica si fa sempre più uso dell'analisi ad attivazione di neutroni. La sensibilità di questo metodo è, in alcuni casi, maggiore di quella dell'analisi « a umido », o spettrochimica. La sostanza da analizzare viene bombardata da neutroni, lasciandola per un po' di tempo in un reattore nucleare o esponendola alle radiazioni generate da una sorgente trasportabile di neutroni. Secondo la composizione, si formano così degli isotopi radioattivi dei vari elementi presenti nel campione. Ciascun isotopo radioattivo è caratterizzato dalla metà del suo periodo di vita e dalla natura dell'energia delle radiazioni emesse. Un'analisi delle radiazioni emesse dal campione bombardato (fig. 12) rivela la presenza di certi elementi ed anche, nella maggior parte dei casi, la loro concentrazione. Talvolta l'analisi per attivazione dev'essere preceduta da una separazione chimica.

FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l.
VARESE - VIA APPIANI, 14 - TELEF. 22.501
FACON

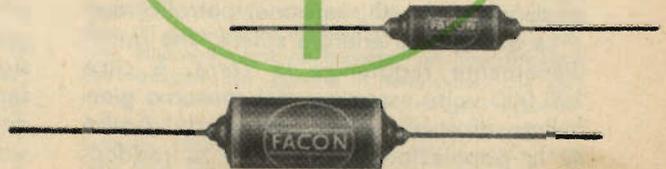



Fig. 11 - Applicazione dei raggi generati da un radioisotopo (iridio-192) per radiografare le saldature di un oleodotto. Il recipiente con la sorgente di radiazioni viene introdotto nel tubo su una specie di carrello e quindi spinto sul luogo della saldatura, dove una lastra a raggi X è collocata intorno al tubo. La sorgente è azionata, e la lastra esposta, mediante comando da lontano. (Fotografia scattata per gentile concessione del « Servizio Tecnico Röengten », Rotterdam).

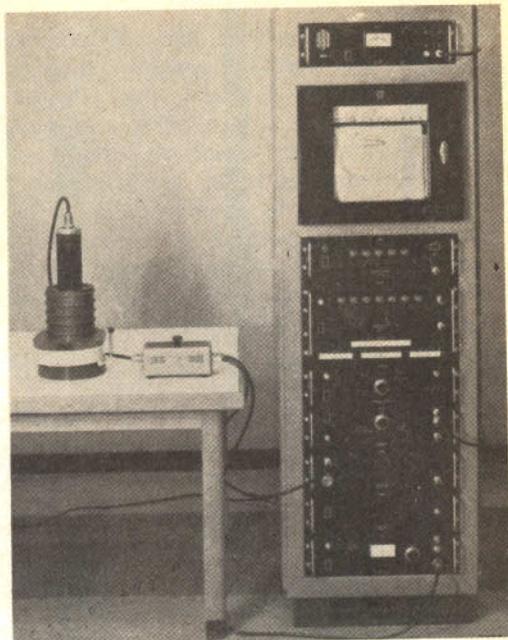



Fig. 12 - Spettrometro a raggi gamma per l'analisi ad attivazione neutronica. Sul tavolo, a sinistra, c'è un detector a scintillamento racchiuso in un rivestimento di piombo, sul fondo del quale è posto il campione da sottoporre ad analisi chimica. Sul tavolo si trova, inoltre, un preamplificatore per il segnale del detector. Il resto dell'apparecchiatura elettronica è situato nel pannello sulla destra.

Impiego dell'energia nucleare

Esistono due modi di liberare l'energia racchiusa nel nucleo atomico: quello della scissione di nuclei molto pesanti, come l'uranio-235, o quello della fusione di nuclei molto leggeri. Il Sole irradia energia alla Terra da circa seimila milioni di anni; quest'energia solare è interamente dovuta alla fusione nucleare, e lo stesso vale per la forma di energia immagazzinata nei combustibili fossili, carbone, petrolio, ecc.

La quantità di energia solare, che quotidianamente raggiunge la Terra, è circa 100.000 volte maggiore del consumo giornaliero di combustibile nel mondo. Anche se la popolazione della Terra si raddoppiasse, e il consumo di energia pro capite fosse pari al doppio dell'attuale consumo dei Paesi Bassi, la radiazione solare sarebbe pur sempre 4000 volte superiore al nostro fabbisogno. E siamo noi buoni amministratori dell'energia fornitaci così in abbondanza? E se volessimo farne miglior uso, potremmo?

In linea di massima, quest'ultimo punto sembrerebbe possibile, ma solo per via biologica. Ci vorrà ancora molto tempo prima che gli oceani si ricoprano di piantagioni galleggianti e che in tutti i deserti si piantino gli alberi. Un'altra possibilità sarebbe quella di aumentare l'efficienza della fotosintesi naturale, ossia la conversione delle radiazioni solari in energia

chimica mediante l'intervento della clorofilla. Tuttavia, le prospettive di realizzare ciò su vasta scala sono sorse anche attualmente. Altri sistemi, quindi, che non siano l'uso diretto dell'energia solare, dovranno sopperire al fabbisogno mondiale di energia che è in continuo aumento.

Paragonata alla fissione nucleare, la fusione nucleare presenta il considerevole vantaggio di lasciare residui molto meno radioattivi. La necessità di accumulare senza pericolo, per molte centinaia di anni, la grande quantità di prodotti radioattivi generati da fissione nelle centrali nucleari, è un problema difficile e complicato. Pur pensando di poter superare tecnicamente questi problemi, essi richiedono elaborate misure di salvaguardia e comportano, inoltre, ingenti spese. Le ricerche intensive svolte nel campo della fusione nucleare controllata non hanno ancora offerto, per quanto mi sia noto, molte prospettive di possibili applicazioni tecniche. Questo non deve molto sorprendere se pensiamo che, allo stato di conoscenza attuale, occorrerebbero temperature di circa 100 milioni °C per assicurare il successo. Perfino sul Sole i processi di fusione nucleare sono lungi dall'essere stabili.

Il progresso della fissione nucleare è stato completamente diverso. Quasi tutti i reattori nucleari basati su questo principio hanno, fin dall'inizio, funzionato secondo le previsioni dei fisici. Nel campo delle applicazioni dell'energia nucleare per la generazione dell'elettricità, la Gran Bretagna sta in prima linea. Negli Stati Uniti, dove non c'è un urgente bisogno di nuove fonti di energia, si è preferito innanzi tutto sottoporre a severe prove i vari sistemi per poter trovare il più vantaggioso. Anche là, attualmente, funzionano un certo numero di centrali elettroniche nucleari, una delle quali possiede il più grande reattore del mondo in funzione. Si tratta della centrale nucleare di Dresden, 50 miglia a sud-est di Chicago, dove un reattore fornisce energia elettrica di 180 MW. Il reattore in costruzione a Indian Point avrà una potenzialità ancora maggiore, 275 MW, e si presume che entrerà in funzione nel 1972. Questo impianto presenta alcuni aspetti interessanti. Il combustibile non è soltanto arricchito con uranio-235, cosa normale in questo tipo di reattori con acqua ad alta pressione, ma contiene anche torio-232. Questo non è scindibile di per se stesso ma, mentre il reattore è in funzione, viene convertito, captando un neutrone, in uranio-233 che, in questo tipo di reattore, è assai facilmente scindibile. Il combustibile è così aggiunto di continuo. Uno dei fattori che hanno finora influenzato negativamente il rendimento di una centrale nucleare è che le massime temperature del vapore ottenibili sono inferiori a quelle delle centrali convenzionali. Nella centrale di Indian Point, la temperatura del vapore fornito dal reattore a 230 °C viene portata a 540 °C con un surriscaldatore a nafta. Il rendimento termico globale risulta così molto migliore di quanto non sarebbe se si dovesse usare soltanto energia nucleare; l'energia nucleare in-

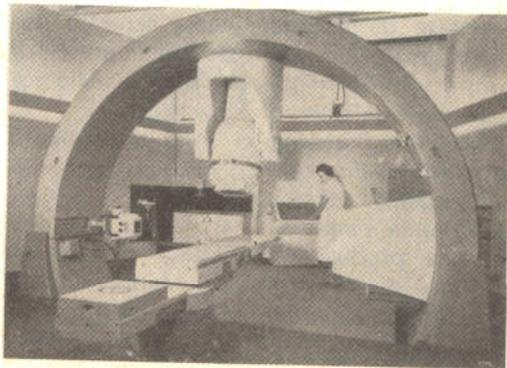



Fig. 13 - Impianto radioterapeutico facente uso di cobalto-60 come sorgente di radiazioni. La sorgente stessa consiste in un certo numero di dischi dorati di cobalto metallico, ciascuno avente un'attività di circa 200 curie. Sebbene i dischi di cobalto non pesino tutti insieme che qualche dozzina di grammi, ci vogliono circa 1500 kg di piombo per impedire che le radiazioni prendano direzioni non volute. Nella fotografia si vede, al centro, il « radiatore a cobalto » sospeso ad un enorme supporto circolare che continua sotto il pavimento, e che permette di irradiare il paziente da ogni direzione. A sinistra si può vedere un apparecchio diagnostico a raggi X e, a destra, diametralmente all'opposto, un intensificatore dell'immagine con camera di televisione, che permette di collimare i raggi e di dirigerli accuratamente sulla parte del paziente da sottoporre al trattamento. (Fotografia scattata per gentile concessione della Smit Röengten N. V., Leyden).

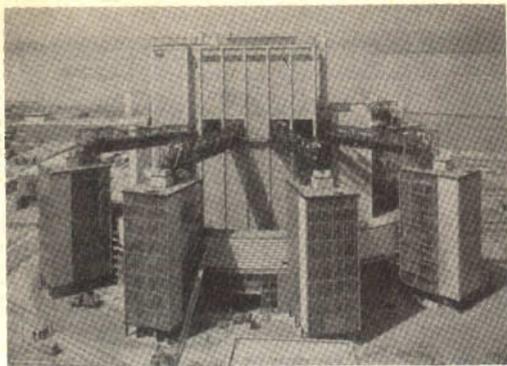



Fig. 14 - Un impianto di reazione quasi terminato nella centrale elettrica nucleare Berkeley nel Gloucerstershire, Inghilterra, alla foce del Severn. (Fotografia scattata per gentile concessione dell'U. K. Atomic Energy Authority).

cide per il 60% nella produzione di energia elettrica. Infine, vale la pena di accennare che le autorità sono state tanto fiduciose da erigere questa centrale nucleare in un luogo situato sul fiume Hudson, a sole 25 miglia di distanza dalla sovrappopolata città di New York.

In Gran Bretagna ci sono attualmente in funzione due centrali nucleari, ciascuna con quattro reattori. Una si trova a Calder Hall e l'altra a Chapelcross; ciascuna ha una produzione massima di energia elettrica di 45 MW per reattore, ossia 180 MW per centrale. Due altre centrali, per 275 MW a Bradwell, e per 300 MW a Berkeley (fig. 14), dovrebbero entrare pienamente in funzione entro pochi mesi. Molte altre sono in costruzione o in corso di progettazione. Il programma dell'energia nucleare, da completarsi in sei anni circa, prevede una potenzialità complessiva di 5000 MW. Questo costituisce il 14 per cento dell'attuale potenzialità della Gran Bretagna, e più dell'attuale potenzialità dei Paeşi Bassi. Anche se la prima centrale nucleare, a Calder Hall, ha un rendimento di meno del 20%, questa cifra salirà al 30% circa negli impianti attualmente in costruzione. Ma ciononostante, l'energia elettrica così prodotta è sempre più costosa di quella fornita dalle centrali elettriche convenzionali.

I primi reattori nucleari industriali britannici costruiti a Windscale erano designati unicamente per la produzione di plutonio per le bombe atomiche. Anche i reattori in seguito costruiti a Calder Hall e a Chapelcross erano soprattutto designati per la produzione del plutonio, essendo l'energia elettrica un sottoprodotto. I grandi reattori ora in costruzione sono appositamente progettati per la produzione di energia elettrica.

Un'obiezione che si fa a volte contro le centrali nucleari è che la radioattività dei loro residui può costituire un serio pericolo per la salute pubblica. È noto, comunque, che le miniere di carbone sono frequentemente causa di malattie, nonostante tutti i progressi fatti negli ultimi decenni nel campo dell'igiene mineraria. Anche l'estrazione del minerale di uranio può essere pericolosa per la salute dei minatori, dato che la fuga di radon radioattivo costituisce un particolare pericolo. Tuttavia, se si adotteranno misure appropriate, come non si è ancora fatto finora, l'estrazione dell'uranio potrà forse arrivare a un livello igienico superiore a quello delle miniere di carbone. Se ciò avverrà, le centrali nucleari rappresenteranno un progresso sociale rispetto al tipo di centrale alimentata a carbone.

(Da « Revue Technique Philips ») **L. C.**

In Israele solo nel 1967 avranno inizio trasmissioni televisive. Nel 1965 verranno costruiti gli studi per ripresa.

Al 1° di settembre u. s. i possessori di televisori in Svizzera erano 456.587.

Al 1° di settembre u. s. in Olanda si contavano 1.756.336 possessori di televisori.

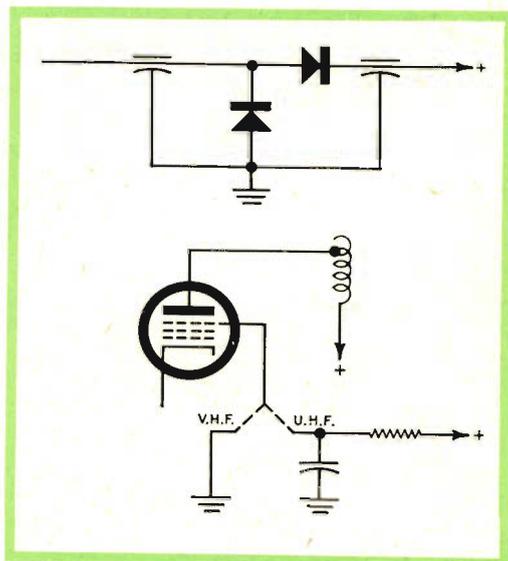
METODO PER RIDURRE LE INTERFERENZE TV IN UHF

Un paio di inconvenienti di piccola entità possono essere eliminati nel funzionamento in UHF del televisore, apportando alcune modifiche suggerite dalla RCA.

Per determinati motivi, fino ad ora non individuati, il silicio ed altri elementi rettificatori solidi ad elevato rendimento, determinano delle specie di oscillazioni. Queste oscillazioni vengono irradiate dai collegamenti di un circuito, e vengono successivamente captate dai circuiti di ingresso dei sintonizzatori UHF. Esse si manifestano sullo schermo come barre trasversali o come zone d'ombra variabili in estensione ed in larghezza, e — a volte — possono estendersi per tutta la metà inferiore dello schermo, mentre la metà superiore resta del tutto normale.

In altri casi, è possibile riscontrare fino a quattro strisce costituite da zone chiare e da zone scure, che coprono l'intero schermo. Questo difetto diventa assai pronunciato con bassi livelli di modulazione.

Gli inconvenienti di questo genere possono essere attenuati adottando il circuito illustrato in alto nello schizzo qui riportato. I condensatori passanti applicati sul catodo di ciascun rettificatore nell'alimentazione anodica positiva vengono usati per convogliare a massa le irradiazioni. Questi condensatori possono essere usati anche come comodo punto di ancoraggio per i rettificatori al silicio.

Il secondo inconveniente è quello dovuto ad un'interferenza che si manifesta sullo schermo come l'interferenza dovuta ad una emittente ad onde continue. Il circuito di soppressione di questo tipo di disturbo è illustrato nella sezione inferiore della figura. Facendo funzionare la griglia di soppressione della valvola finale dell'amplificatore orizzontale con una tensione positiva, si determina la scomparsa di queste oscillazioni, oppure il loro spostamento al di fuori dello spettro di frequenze interessante la trasmissione TV.

Il livello di questa tensione di polarizzazione è critico. I migliori risultati sono stati riscontrati con tensioni compresi tra 40 e 50 volt. Al di sotto di 30 volt, le alterazioni dello schermo possono essere ancora presenti, mentre al di sopra di 70 volt, vengono eccessivamente alterate le condizioni di funzionamento della valvola, a scapito del rendimento. Superando il valore di 90 volt, si determina una forte riduzione sia della larghezza dell'immagine, sia del valore dell'Alta Tensione.

La griglia di soppressione può essere collegata a massa soltanto nei ricevitori adatti alla sola ricezione del programma trasmesso in VHF.

Al centro tra le due bobine si trova il tamburo fisso dentro al quale una testina ruotante (50 giri al secondo) incide il nastro che scorre a elica sulla superficie esterna del tamburo alla velocità di 19 cm/s.

UNA NOVITÀ NEL CAMPO DELLA REGISTRAZIONE DI IMMAGINI TV

VIDEO RECORDER 3400

Finalmente non sarà più un sogno poter registrare il programma TV che ci è caro, e potercelo rivedere a piacimento, come facciamo per un film. La registrazione delle immagini su nastro non è più il privilegio degli studi televisivi o dei grandi complessi industriali. Finalmente, una grande ditta, la Philips, mette a disposizione di tutti un'apparecchiatura semiprofessionale che può dare immagini paragonabili a quelle degli « studios » TV o per lo meno che soddisfano in pieno le esigenze della casa, della scuola, degli ospedali, ecc. Noi l'abbiamo visto funzionare al Museo della Scienza e della Tecnica dove questa ditta aveva allestito una Mostra di Sussidi didattici e vi assicuriamo che quando abbiamo visto le immagini di una partita di calcio registrata la domenica precedente, la nostra meraviglia e la nostra sorpresa sono state grandi.

Il problema di registrare su nastro una immagine è vecchio per lo meno quanto la televisione; e parimente è nota la difficoltà che si incontra quando si vogliono registrare sul nastro le frequenze elevate. Mentre per la registrazione di suoni sul nastro è sufficiente una banda di frequenze compresa tra 30 e 20.000 Hz, per la registrazione sul nastro di un'immagine è necessaria una banda di frequenze che va da 0 a 5 MHz.

La frequenza più elevata registrabile su nastro dipende da due grandezze: dal valore del traferro della testina e dalla velocità del nastro. Il traferro delle attuali testine è dell'ordine di alcuni millesimi di millimetro; non si può scendere oltre questo valore altrimenti la magnetizzazione del nastro risulta molto debole. Se vogliamo quindi registrare sul nastro immagini TV ci rimane una sola via di uscita: aumentare la velocità del nastro. Ed è appunto quello che si fece nei primi tentativi di registrazione su nastro di immagini TV, quando si portò la velocità di scorrimento del nastro al valore di 20 m/s ! Si immagini l'enorme quantità di nastro necessario per una registrazione di pochi minuti. Fu quella quindi una strada subito abbandonata.

Si ricorse allora ad un elegante artifizio che consentiva di effettuare ottime registrazioni di immagini con una velocità relativamente bassa: quello infatti che conta non è tanto la velocità **assoluta** del nastro quanto la velocità **relativa** tra testina e nastro. Su questo principio sono basati gli attuali sistemi di registrazione di segnale video su nastro. Secondo questi sistemi la testina (o le testine) è an-

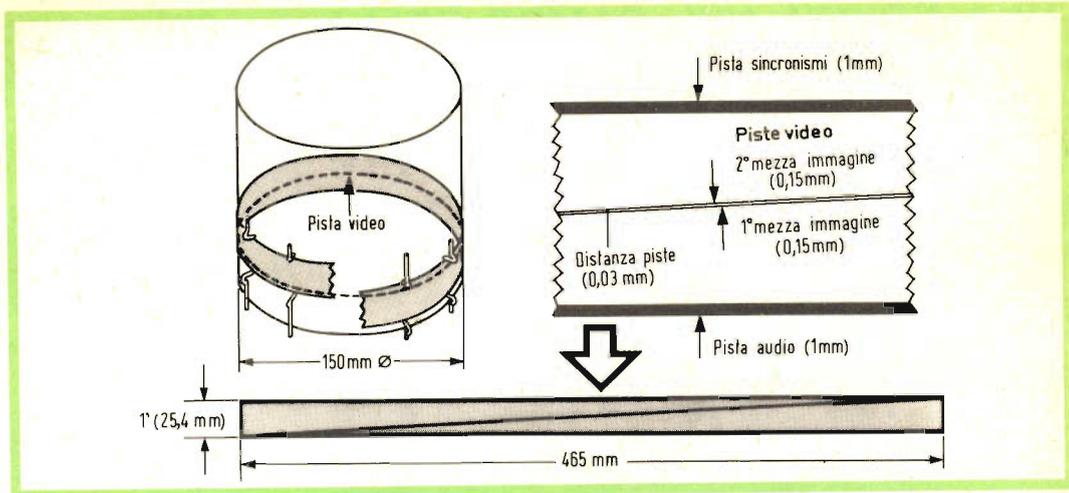



Fig. 1 - In alto a sinistra si vuole far vedere il movimento « elicoidale » del nastro lungo la superficie esterna del tamburo (a destra). Sono indicate le piste utilizzate; sul bordo superiore, vengono registrati i sincronismi (1 mm di larghezza); sul bordo inferiore viene registrato l'audio (1 mm di larghezza). La zona centrale del nastro è riservata alle piste video, distanti l'una dall'altra 0,03 mm e tracciate obliquamente lungo il nastro. Ogni pista obliqua è lunga cm 46,5 e contiene 312 ½ righe (mezzo quadro nel sistema interlacciato).

ch'essa in movimento lungo il nastro che, a sua volta, si muove con una velocità abbastanza ridotta.

Questo sistema pone però dei problemi che non riguardano la registrazione stessa, bensì la necessità di un esatto sincronismo del moto della testina e di quello del nastro. Data la natura sequenziale della formazione dell'immagine TV è assolutamente necessario che la posizione relativa tra il nastro e la testina, in un dato istante della registrazione, venga esattamente ripetuta in sede di riproduzione dell'immagine. Si rendono quindi necessari dei servomeccanismi che provvedono al movimento sia del nastro che della testina. Un altro problema riguarda la banda necessaria (0 ... 5 MHz) per la registrazione di un'immagine. In particolare, è l'elevato valore del rapporto tra la frequenza più bassa e quella più alta di questa banda che pone dei problemi sia di amplificazione che, di trasmissione e di registrazione. Facciamo un esempio: supponiamo di dover registrare una frequenza di 50 Hz e una di 5 MHz. Il rapporto tra queste frequenze è di 1 : 100.000.

La tecnica delle telecomunicazioni ci insegna il modo di aggirare questo ostacolo: si sceglie infatti una frequenza portante e la si modula con il segnale che si vuole trasmettere o amplificare. Supponiamo, per fare un esempio, di scegliere una frequenza portante di 10 MHz e di modularla in ampiezza con un segnale la cui frequenza varia da 0 Hz a 5 MHz. La banda laterale sarà di 10 ... 15 MHz. In questo modo il primitivo rapporto di 1 : 100.000 è stato portato a 1 : 1,5. Una siffatta banda di frequenze relativamente stretta può essere più facilmente « lavorata ».

Questa tecnica viene impiegata anche per la registrazione di immagini su nastro (registrazione mediante frequenza portante); si modula cioè una portante con il segnale video da registrare.

Come sistema di modulazione viene scartata la modulazione d'ampiezza a causa dei disturbi prodotti sull'immagine causati da una eventuale variazione indesiderata dell'ampiezza della portante, e adottata la modulazione di frequenza.

A differenza però della normale tecnica di modulazione di frequenza (FM) usata

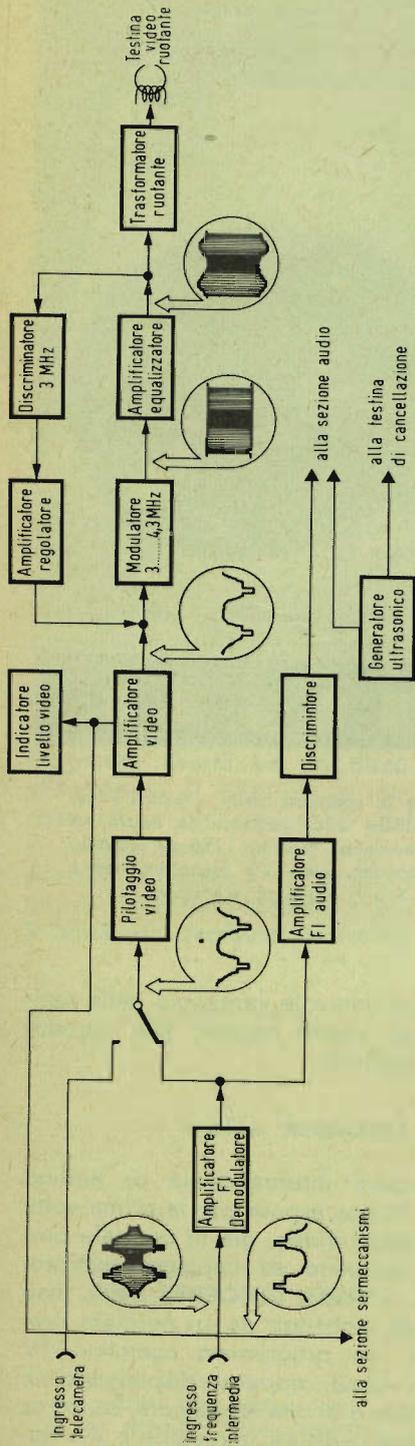



Fig. 2 - Schema a blocchi del Video Recorder 3400 in condizione di « registrazione ».

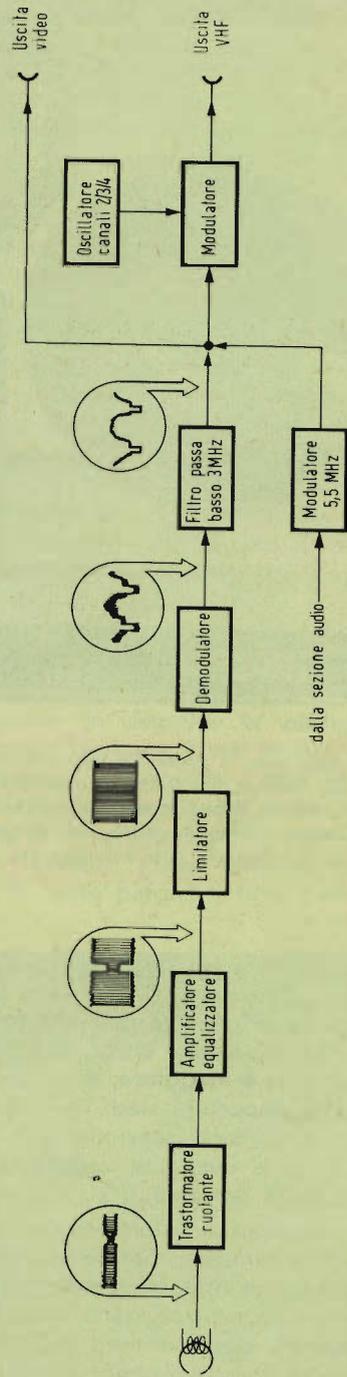
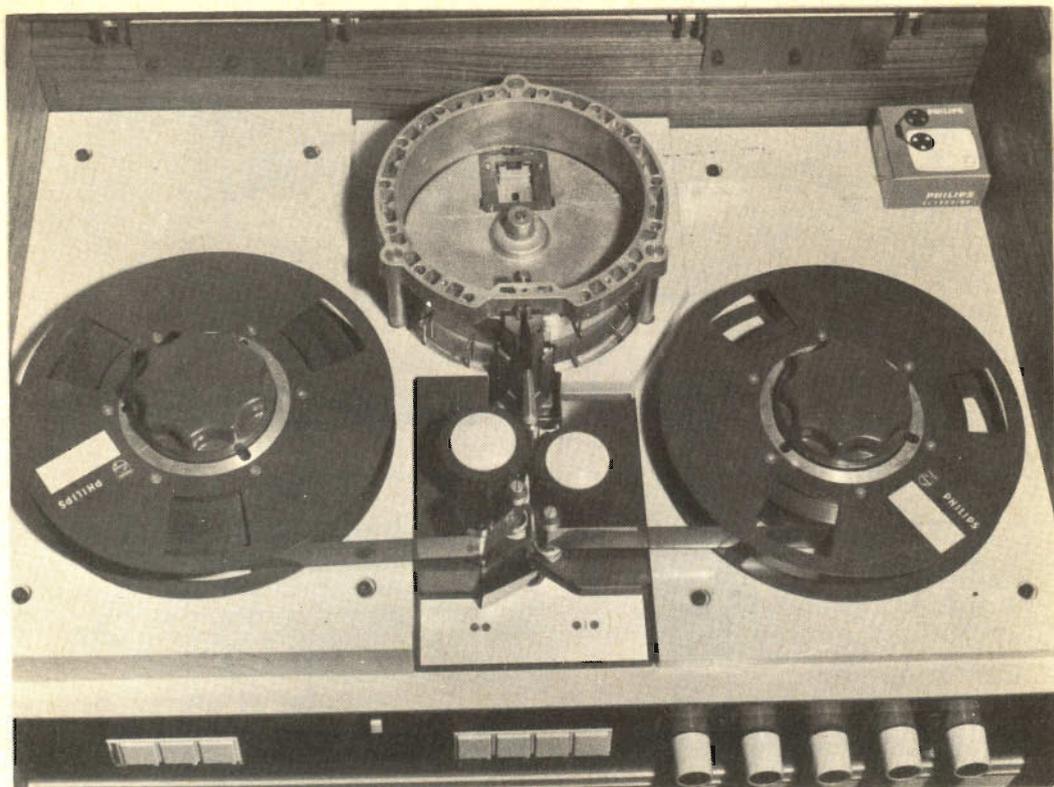



Fig. 3 - Schema a blocchi del Video Recorder 3400 in condizione di « visione ».

È stato tolto il coperchio del tamburo per mettere in evidenza la posizione della « testina » nel disco ruotante. La testina è incastrata e può facilmente togliersi dal disco ruotante (a destra, in alto, infatti si può vedere la scatola portatestina). La testina compie un giro in 1/50 di secondo, e descrive lungo il nastro che si muove alla velocità di 19 cm/sec, piste « a piano inclinato » tutte parallele tra loro e lunghe cm 46,5. Ogni pista contiene 312 ½ righe di scansione.

per le radiotrasmissioni, si sceglie, in questo caso, un valore di frequenza portante di poco superiore alla massima frequenza video da registrare; anche la deviazione di frequenza è maggiore. In questo modo, inserendo opportuni stadi limitatori lungo la catena di amplificazione si « tagliano via » tutte le eventuali variazioni di ampiezza della portante.

Le eventuali « distorsioni non lineari » inerenti a questo processo si riscontrano maggiormente sulle frequenze più alte del segnale video, e cioè, nelle brevi differenze nette fra bianco e nero; tali distorsioni non sono fortunatamente percepite dall'occhio. I toni grigi vengono, invece riportati senza alcuna distorsione; e questo rappresenta un notevole vantaggio della registrazione su nastro rispetto alla riproduzione su pellicola.

VIDEO - RECORDER 3400

Alla mostra internazionale di Berlino (1964) la Philips espose per la prima volta un registratore video, già in normale produzione, destinato ad impieghi semiprofessionali: il **VIDEO RECORDER 3400.** Esso consente di registrare da un normale ricevitore TV, un programma completo TV (audio e video); oppure, disponendo di un microfono e di una telecamera, consente di registrare qualsiasi immagine o avvenimento che si voglia.

Più avanti riportiamo i dati tecnici. La messa in funzione dell'apparecchio è oltremodo semplice.

COME FUNZIONA IL VIDEO RECORDER 3400

Registrazione

Il nastro da 1" (25,4 mm) di larghezza viene fatto scorrere alla velocità di 19 cm/s lungo il bordo esterno « a vite » di un tamburo fisso. Il nastro avvolge il tamburo per un angolo di circa 360°; il diametro del tamburo è 15 cm. Il « passo » della scanalatura a vite sul bordo del tamburo corrisponde alla larghezza del nastro per cui nel punto di ingresso del tamburo il bordo inferiore (del nastro che entra) e quello superiore (del nastro che esce) si trovano alla medesima altezza (fig. 1).

Il tamburo porta al centro della sua superficie laterale una « feritoia » per cui, in realtà risulta « spaccato » in due parti esattamente coincidenti.

Dentro questa feritoia scorre la testina magnetica fissata ad un disco che gira alla velocità di 3000 giri al minuto (50 al secondo). I poli magnetici della testina si « affacciano » quindi dalla feritoia e possono « toccare » il nastro. Siccome il nastro viene fatto scorrere a spirale lungo il bordo del tamburo, la testina inciderà, ad ogni suo giro, una pista leggermente inclinata. Nel tempo durante il quale la testina compie un giro, anche il nastro è già scorso per un buon tratto; nel giro susseguente la testina inciderà una seconda pista, poco distante dalla prima e parallela a quest'ultima. È importante far presente subito che il nastro, ad ogni giro di testina, viene ad avere una pista inclinata della lunghezza di 465 mm.

A registrazione ultimata esso appare percorso da tante piste parallele e oblique, lunghe 465 mm che cominciano e terminano ad 1 mm del bordo inferiore e superiore; questo spazio è riservato rispettivamente all'audio, e ai sincronismi.

Siccome la testina ruota alla velocità di 50 giri al secondo, e poichè in questo stesso tempo il segnale video contiene 50 mezze immagini (sistema interlacciato) ne deriva che, ad ogni giro di testina, viene incisa sul nastro una mezza immagine completa. Sarà quindi essenziale che il movimento del disco che porta la testina sia in perfetto sincronismo con l'inizio di una mezza immagine del segnale video.

A ciò provvede un servomeccanismo che descriveremo in seguito. In particolare, tale servomeccanismo dovrà fare in modo che il « ritorno di quadro » del segnale video cada esattamente nell'istante in cui la testina si trova a passare lungo la feritoia del tamburo (dove entra e esce il nastro); in altre parole, il ritorno di qua-

Sul monitor si vede la « riproduzione » della partita Inter - Indipendiente, giocata nel settembre 1964 - registrata con il "Video Recorder" 3400.

Il Video Recorder visto dalla parte anteriore. Si vedono molto chiaramente le funzioni dei comandi che sono ridotti al minimo. Si noti in particolare la posizione d'entrata del nastro e quella d'uscita. Ciò è dovuto al fatto che il nastro lungo la superficie esterna del tamburo si muove « a vite ».

dro deve cadere nel momento in cui la testina « salta » dalla fine della pista del nastro che esce all'inizio della pista successiva del nastro che entra.

La larghezza della pista è 150 μm, e la distanza tra il centro di una pista e il centro di quella successiva (determinata dalla velocità del nastro) è 180 μm; pertanto, tra una pista e l'altra ci sarà una distanza di 30 μm.

Con questo piccolo artifizio si riesce, con una velocità del nastro di soli 19 cm/s, ad ottenere una velocità di incisione e di riproduzione di quasi 24 m/s, sufficiente quindi ad una buona registrazione delle frequenze video.

Una seconda testina di registrazione provvista di due sistemi magnetici indipendenti provvede a registrare sui due bordi del nastro rispettivamente l'impulso per la sincronizzazione di quadro (bordo superiore) e l'audio (bordo inferiore). Entrambi le piste sono larghe 1 mm. Prima della puleggia di trascinamento si trova una terza testina, quella di concellazione che provvede a cancellare completamente il nastro ogni volta che si fa una nuova registrazione.

Per « portare » il segnale video dal televisore al « Video Recorder » senza dover « mettere le mani » sul circuito elettrico del televisore si può fare in due modi: mediante accoppiamento capacitivo, a) attraverso il bulbo di vetro dell'ultima val-

vola dell'amplificatore F.I. del televisore, b) mediante vero e proprio condensatore di accoppiamento.

Il segnale così prelevato viene amplificato e poi demodulato (fig. 2), indi portato all'interruttore « Ingresso-telecamera - ingresso-televisore » e da qui allo stadio di pilotaggio video e successivamente ad un amplificatore video a due stadi.

All'uscita dell'amplificatore video si trova un « occhio magico » per il controllo del livello del segnale video; qui è disposto uno stadio che separa dal segnale video l'impulso di sincronismo di quadro che verrà poi applicato alla « sezione servo-sincronismo ». Il segnale video amplificato va successivamente a modulare di frequenza una portante e diventa quindi un segnale FM. La frequenza portante del modulatore è 3 MHz. La deviazione di frequenza (Δ f) corrisponde quindi ai vari valori di luminosità del segnale: in corrispondenza del più nero del nero la deviazione di frequenza è nulla, per il nero essa diventa di 0,4 MHz, per il grigio 0,7 MHz, per il bianco (massima deviazione di frequenza) è 1,3 MHz. Il segnale FM passa attraverso un amplificatore-equalizzatore, indi al « trasformatore ruotante » e di qui infine alla « testina ruotante ».

Dall'uscita dell'amplificatore-equalizzatore una parte di segnale FM viene portata ad un discriminatore accordato alla frequenza di 3 MHz. La tensione continua che il discriminatore produce tutte le volte che la frequenza portante tenta di « slittare » viene riportata, previa amplificazione, all'ingresso del modulatore per « riportare » in frequenza la portante (3 MHz).

Dall'uscita dell'amplificatore-equalizzatore il segnale video deve essere applicato all'avvolgimento della testina ruotante. Il sistema di trasmissione con contatti striscianti su anelli è stato scartato per i falsi contatti a cui avrebbe dato luogo. Si è ricorso invece all'impiego di due piastre rotonde di ferroxcube nelle quali sono stati « immersi » un avvolgimento primario (in quella fissa) e un avvolgimento secondario (in quella mobile). Quest'ultima è fissata all'asse dove si trova il disco porta-testina. Il secondario è collegato ovviamente alla testina. L'accoppiamento è induttivo.

Per la registrazione dell'audio, il segnale a (5,5 MHz) viene demodulato, amplificato e portato alla testina dell'audio. Anche per il controllo del livello dell'audio è previsto un occhio magico. Un oscillatore a 70 kHz provvede la tensione oscillante per la cancellazione e per la premagnetizzazione del nastro. Tale tensione viene portata alla relativa testina di cancellazione.

« Visione » di nastri registrati

Per la « visione » del nastro già registrato viene usata la stessa testina che è servita per la registrazione. Per una perfetta visione è necessario che la testina scorra al centro di ciascuna pista e non tra i bordi di due piste contigue. Oltre a ciò, è indispensabile che la testina inizi la lettura della pista proprio all'inizio di una semi-immagine, e cioè all'inizio della pista.

La corrente indotta nella testina circola nel secondario del trasformatore ruotante e di qui, per induzione, nel primario del medesimo. La tensione FM ai capi del primario passa in un equalizzatore-amplificatore per la relativa compensazione. Di qui, il segnale FM viene inviato in uno stadio limitatore che elimina le inevitabili variazioni di ampiezza del segnale FM e successivamente demodulato. Il segnale video ottenuto viene applicato ad un filtro passa-basso che toglie i residui della portante e le relative armoniche del segnale. Il segnale video è così pronto per essere portato sia direttamente all'ingresso di un monitore, sia ad uno stadio di modulazione RF che lo « porta » sui canali VHF 2-3-4 in modo da poter essere visto su di un normale televisore. Il segnale audio all'uscita della rispettiva testina modula una portante a 5,5 MHz che viene anch'essa portata allo stadio modulatore video. All'uscita di questo modulatore abbiamo le due bande laterali complete a differenza delle normali emittenti TV che hanno una banda laterale parzialmente soppressa.

Prossimamente ci occuperemo dei servomeccanismi che provvedono a sincronizzare la testina ruotante con l'esatto inizio di una pista magnetica (mezza immagine).

DATI TECNICI DEL « VIDEO RECORDER 3400 »

Velocità del nastro	19 cm/s
Larghezza del nastro	25,4 cm (1")
Diametro delle bobine	20 cm (8")
Lunghezza del nastro	540 m
Durata di registrazione	45 min
Tempo di riavvolgimento del nastro	4 ½ min circa
Tempo per la messa in funzione	15 s
Tempo di fermata	2 s
Larghezza della pista video	150 μm
Distanza tra i centri di due piste successive	180 μm
Larghezza della pista audio	1 mm
Larghezza della pista dei sincronismi	1 mm
Possibilità di mescolazione	Microfono e audio televisore. Microfono e radio, fono e magnetofono.

Dimensioni

Larghezza	420 mm
Altezza	385 mm
Lunghezza	620 mm
Peso	45 Kg

Sezione Video

Velocità di scansione del nastro	23,6 m/s
Banda passante	> 2,5 MHz
Rapporto segnale disturbo	> 40 dB

Sezione audio

Banda passante	120... 12.000 Hz
Distorsione	5% max
Fruscio	50 dB
Ronzio	40 dB
Frequenza di cancellazione e di premagnetizzazione	70 kHz

Ingressi

Dal ricevitore TV	portante video F.I. 38,9 MHz 30 mV_{eff} portante audio F.I. 33,4 MHz
Dalla telecamera	1 V_{pp} segnale video negativo su 75 Ω
Dal microfono	1 mV su di 1 kΩ
Dal fonografo	150 mV su 500 kΩ

Uscite

Al ricevitore TV	canali VHF 2, 3 e 4 su 300 Ω
Al monitore (video)	1,4 V_{pp} segnale video negativo su 75 Ω
All'amplificatore B. F.	1 V su 20 kΩ

(Da « Funktechnik » N. 18)

L. C.

La costruzione dei televisori in Italia è stata nel 1964 di circa 900.000 unità; nel 1965 se ne prevede la fabbricazione di circa il 20% in meno.

Al 1° di agosto u. s. in Inghilterra i possessori di televisori erano 13.003.528.

La Telefunken sta costruendo in Siria una fabbrica di televisori con una capacità iniziale di 25.000 apparecchi.

L'esportazione dei televisori dovrebbe raggiungere in Germania nel prossimo anno la cifra di 450.000 e cioè il 20% in più dell'anno scorso.

La Siemens sta costruendo a Salonicco (Grecia) una fabbrica di materiali elettronici per telecomunicazioni. In due anni essa conterà 600 operai.

a cura di A. M. H. Schellekens
PHILIPS EINDHOVEN

TELEVISORE PORTATILE 19"

ALIMENTAZIONE IN C.C. O C.A.

I Parte

Si descrive un televisore completamente transistorizzato, progettato secondo le norme del C.C.I.R. Il ricevitore è equipaggiato con 34 transistori, 15 diodi, un diodo a vuoto per l'EAT, e il cinescopio da 19", 110° a « visione diretta », funzionante con tensione anodica di 18 kV; il rapporto del tempo di ritorno è del 20%. L'apparecchio può funzionare sia con la tensione di rete sia con accumulatore per auto da 12 V. In entrambi i casi, la tensione di alimentazione è stabilizzata su 11 V.

Il ricevitore in questione è equipaggiato con un cinescopio da 19", 110°, del tipo autoprotetto (A 47 - 11 W), funzionante con una tensione di accelerazione di 18 kV. Lo schema a blocchi è riportato in fig. 1. Il tuner V.H.F. è formato da uno stadio amplificatore RF con controllo di guadagno « forward », da uno stadio oscillatore e mescolatore separati. Nel selettore U.H.F. viene impiegato un transistore come amplificatore RF e un secondo transistore come oscillatore e mescolatore. Lo stadio RF di questo selettore UHF, a differenza di quelli equipaggiati con valvole, ha lo stadio RF con guadagno controllato. Le uscite a frequenza intermedia (F.I.) di questi due selettori sono applicate all'ingresso dell'amplificatore F.I. mediante un commutatore.

L'amplificatore F.I. è formato da tre stadi; il primo dei quali ha il guadagno controllato (forward); in ciascuno stadio la neutralizzazione è fissa. Il segnale di uscita del rivelatore video è accoppiato in c.c. allo stadio preamplificatore video seguito dallo stadio finale video. In quest'ultimo stadio è inserita la regolazione del contrasto. Per impedire un eccessivo valore della corrente del fascetto del cinescopio (per esempio, in assenza del segnale dal trasmettitore) viene inserito nel circuito del catodo del cinescopio un « circuito limitatore della corrente del fascetto ».

Il segnale audio intercarrier (5,5 MHz) è prelevato dallo stadio preamplificatore video e applicato allo stadio amplificatore audio intercarrier, che funziona anche da limitatore. Il segnale B.F. all'uscita del ri-

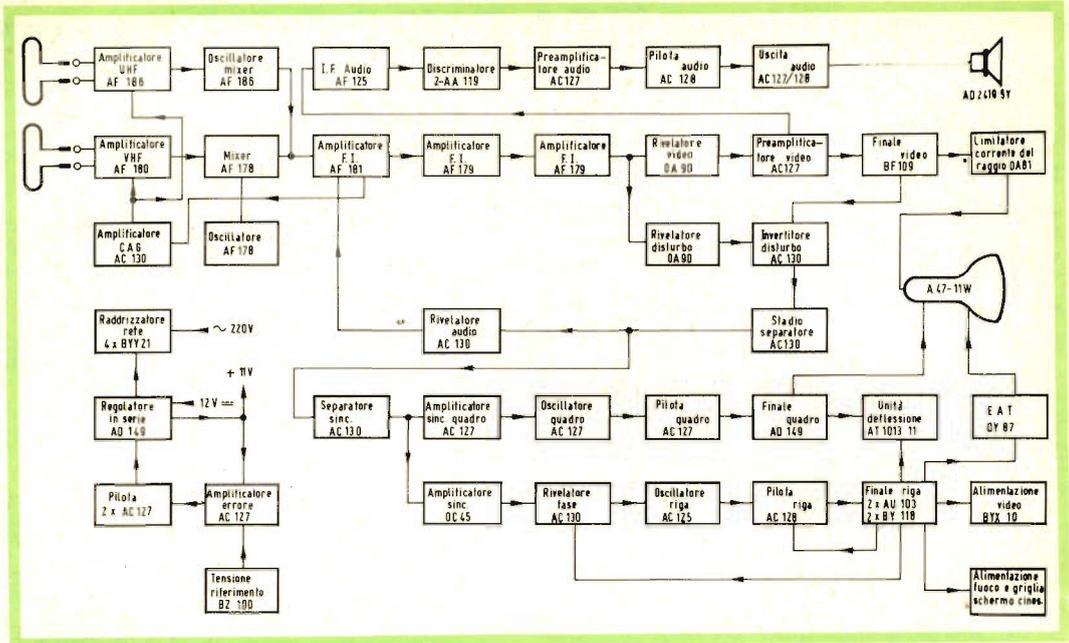



Fig. 1 - Schema a blocchi del ricevitore da 19" completamente transistorizzato.

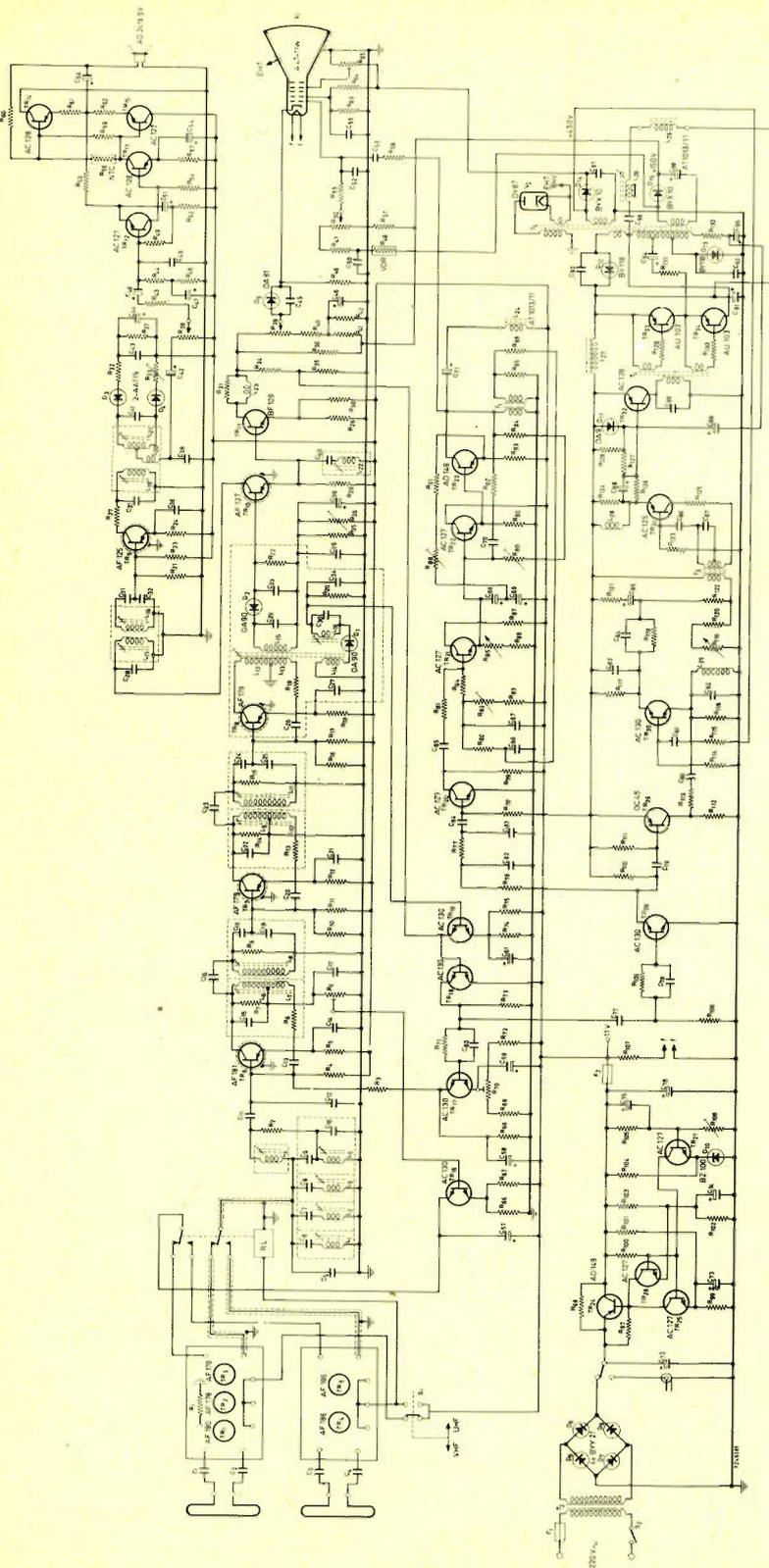
velatore a rapporto asimmetrico, viene amplificato nello stadio preamplificatore B.F., e applicato successivamente ad un secondo stadio B.F. che pilota lo stadio finale in classe B equipaggiato con transistori complementari.

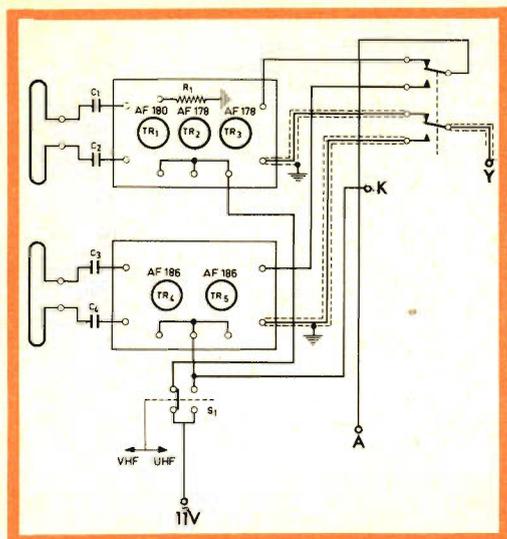
Oltre che al cinescopio, l'uscita dell'amplificatore video viene portata ad uno stadio « invertitore » e ad uno stadio separatore (buffer), che costituisce la necessaria « sorgente di segnale » a bassa impedenza per il rivelatore C.A.G. e per lo stadio separatore di sincronismi. Lo stadio invertitore di disturbo è « gated » dal rivelatore di disturbo; in questo modo viene assicurata l'immunità dai disturbi sia al rivelatore del C.A.G. sia al separatore di sincronismi. Il rivelatore del C.A.G. fornisce la « potenza di controllo » per lo stadio F.I. a guadagno variabile: quest'ultimo, a sua volta, « pilota » l'amplificatore del C.A.G. Questo amplificatore fornisce la « potenza di controllo » per gli stadi amplificatori R.F. nei due selettori.

Il segnale di sincronismo « composto » ottenuto dal separatore viene portato al circuito per la sincronizzazione di quadro e all'amplificatore di sincronismo che precede il rivelatore di fase per la sincronizzazione della riga.

La base dei tempi di quadro è formata da un circuito multivibratore ed è equipaggiata con tre transistori: uno viene impiegato nello « stadio di scarica », un altro nello stadio pilota e il terzo nello stadio finale di quadro; questi tre stadi sono accoppiati in c.c.

La base dei tempi di riga è formata da tre stadi e cioè, da uno stadio oscillatore (con controllo di frequenza ottenuto mediante saturazione del nucleo) da uno stadio pilota, ed infine dallo stadio finale di riga equipaggiato con due transistori in serie, un « diodo di ricupero » in parallelo e un altro « diodo di ricupero » in serie.

L'EAT è raddrizzata mediante diodo termoionico. Nel circuito raddrizzatore che fornisce la tensione di alimentazione allo stadio finale video, la tensione alla griglia schermo e agli elettrodi per la focalizzazione del cinescopio, vengono impiegati due diodi semiconduttori.

Schema elettrico completo del ricevitore TV. Lo schema di "ogni" sezione è riportato completo di valori nel corso dell'articolo.

Il televisore portatile a transistori da 19" è formato dai seguenti stadi: **Selettore UHF** (AF 186 - AF 186); **Selettore VHF** (AF 180 - 2 x AF 178); **Canale audio:** AF 125 (IF audio), 2 x AA 119 (discriminatore), AC 127 (preamplificatore audio) AC 128 (pilota audio), AF 179 (amplificatore FI), OA 90 (rivelatore), AF 127 (preamplificatore), BF 109 (finale video), OA 81 (limitatore corrente del raggio); **Base dei tempi di quadro:** AC 130 (separatore sincronismi), AC 127 (amplificatore sincronismi), AC 127 (pilota quadro), AD 149 (finale quadro), unità di deflessione AT 1013/11; **Base dei tempi di riga:** OC 45 (amplificatore sincronismi), AC 130 (rivelatore di fase), AC 125 (oscillatore di riga); **Circuito C.A.G.:** AC 130 (rivelatore), AC 130 (amplificatore); **Alimentazione:** 4 x BYY 21 (raddrizzatore rete), AD 149 (regolatore in serie), AC 127 (amplificatore errore), 2 x AC 127 (pilota), BZ 100 (tensione riferimento), DY 87 (alimentazione EAT), BYX 10 (alimentazione amplificatore video), BYX 10 (alimentazione fuoco e griglia schermo cinescopio), OA 90 (rivelatore disturbo); AC 130 (invertitore disturbo), AC 130 (stadio separatore); A47-11W (cinescopio).

Collegamenti rispettivamente ai selettori UHF e VHF a transistori nel televisore portatile da 19".

COMPONENTI

Resistori

R_1 = 3.9 kΩ, ¼ W ± 10%

Condensatori

C_1 = 560 pF, ceramico 500 V ± 10%
C_2 = 560 pF, ceramico 500 V ± 10%
C_3 = 82 pF, ceramico 500 V ± 10%
C_4 = 82 pF, ceramico 500 V ± 10%

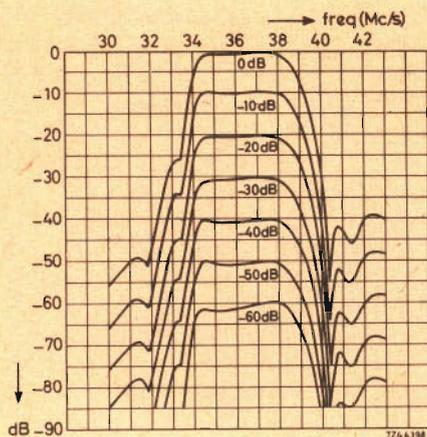



Fig. 2 - Curva di risposta dell'amplificatore F.I. in funzione della riduzione del guadagno; è evidente l'azione delle trappole.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Selettore U.H.F.

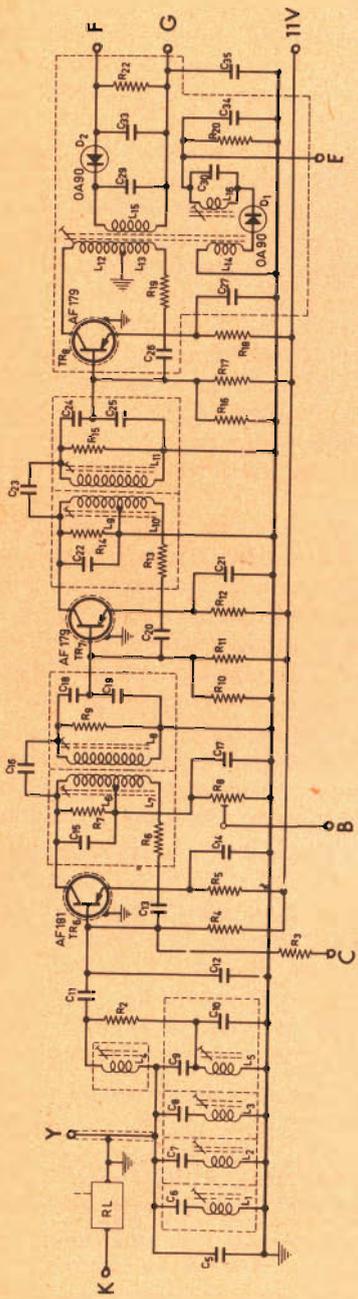
È formato da uno stadio amplificatore R.F. e da uno stadio convertitore autooscillante entrambi equipaggiati con i transistori AF186 (Tr_4 - Tr_5), montati in circuiti con base comune.

L'accordo è fatto con un variabile a 4 sezioni e linee di Lecher risonanti in 1/4 di lunghezza d'onda (λ).

Per avere una buona amplificazione entro una vasta gamma di livelli di segnali d'ingresso, ed inoltre, per non avere inconvenienti derivanti da fenomeni di modulazione incrociata, lo stadio amplificatore R.F. viene controllato come guadagno mediante aumento della corrente di emettitore. Il valore nominale della corrente del transistore R.F. è 2 mA. La corrente di emettitore è parimente 2 mA in condizione di non-oscillazione. Il circuito per la separazione del segnale a F. I. e del segnale dell'oscillatore, (questi segnali sono entrambi presenti sul collettore del transistore mescolatore), è analogo a quello impiegato nei selettori equipaggiati con tubi.

Selettore V.H.F.

È formato da uno stadio amplificatore R.F., da uno stadio mescolatore e da uno stadio oscillatore separato. Lo stadio R.F. è equipaggiato con il transistore AF180 (Tr_1) particolarmente adatto per avere un controllo di guadagno del tipo « forward ». Il transistore lavora in un circuito con base comune e con corrente di emettitore con valore nominale di 2,5 mA; nello stadio mescolatore viene usato il transistore AF178 (Tr_2), montato in un circuito con base comune e con una corrente di emettitore di 1,5 mA. Il primario del filtro passa-banda dello stadio mescolatore è smorzato mediante il resistore R_1; in questo modo la larghezza di banda del primario viene portata da 1 a 4 MHz.

Anche lo stadio oscillatore è equipaggiato con il transistore AF178 (Tr_3). Il circuito oscillatore oscilla per « reazione capacitiva ». Questo sistema dà ottimi risul-

Schema elettrico dell'amplificatore a frequenza intermedia del televisore portatile da 19''.

COMPONENTI

Resistori

R_2 = 2.2 kΩ, 1/8 W ± 10%
R_3 = 1 kΩ, 1/4 W ± 10%
R_4 = 2.2 kΩ, 1/8 W ± 10%
R_5 = 330 Ω, 1/8 W ± 10%
R_6 = 150 Ω, 1/8 W ± 10%
R_7 = 10 kΩ, 1/8 W ± 10%
R_8 = 470 Ω, potenziometro trimmer
(i terminali di uscita del potenziometro sono shuntati da una resistenza di 390 Ω, 1/4 W)
R_9 = 680 Ω, 1/8 W ± 10%
R_{10} = 22 kΩ, 1/8 W ± 10%
R_{11} = 3.3 kΩ, 1/8 W ± 10%
R_{12} = 330 Ω, 1/8 W ± 10%
R_{13} = 150 Ω, 1/8 W ± 10%
R_{14} = 10 kΩ, 1/8 W ± 10%
R_{15} = 3.9 kΩ, 1/8 W ± 10%
R_{16} = 39 kΩ, 1/8 W ± 10%
R_{17} = 5.6 kΩ, 1/8 W ± 10%
R_{18} = 220 Ω, 1/8 W ± 10%
R_{19} = 150 Ω, 1/8 W ± 10%
R_{20} = 18 kΩ, 1/8 W ± 10%
R_{21} = 12 kΩ, 1/8 W ± 10%
R_{22} = 2,7 kΩ, 1/8 W ± 10%

Condensatori

C_5 = 150 pF ceramico 500 V ± 10 %
C_6 = 12 pF, ceramico 30 V ± 5 %
C_7 = 15 pF, ceramico 30 V ± 5 %
C_8 = 10 pF, ceramico 30 V ± 0,5 pF
C_9 = 22 pF, ceramico 30 V ± 5 %
C_{10} = 33 pF, ceramico 30 V ± 2 %
C_{11} = 22 pF, ceramico 30 V ± 5 %
C_{12} = 100 pF, ceramico 30 V ± 2 %
C_{13} = 1,2 pF, ceramico 500 V ± 0.25 pF
C_{14} = 2.2 nF, ceramico 500 V -20/+50%
C_{15} = 10 pF, ceramico 30 V ± 0.5 pF
C_{16} = 6,8 pF, ceramico 500 V ± 0.5 pF
C_{17} = 2.2 nF, pin-up 500 V -20/+50%
C_{18} = 100 pF, ceramico 30 V ± 2 %
C_{19} = 100 pF, ceramico 30 V ± 2 %
C_{20} = 3.9 pF, ceramico 500 V ± 0.5 pF
C_{21} = 2.2 nF, pin-up 500 V -20/+50%
C_{22} = 8.2 pF, ceramico 30 V ± 0.5 pF
C_{23} = 3.9 pF, ceramico 500 V ± 0.5 pF
C_{24} = 39 pF, ceramico 30 V ± 2 %
C_{25} = 100 pF, ceramico 30 V ± 2 %
C_{26} = 3.3 pF, ceramico 500 V ± 0,5 pF
C_{27} = 2.2 nF, pin-up 500 V -20/+50%
C_{29} = 6.8 pF, ceramico 30 V ± 0,5 pF
C_{30} = 22 pF ceramico 30 V ± 5 %
C_{33} = 10 pF, ceramico 30 V ± 0.5 pF
C_{34} = 10 pF, ceramico 30 V ± 0.5 pF
C_{35} = 1 nF, ceramico 500 V -20/+50%

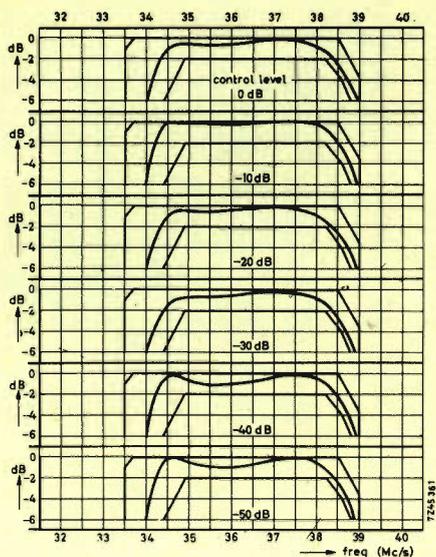



Fig. 3 - Curva di risposta dell'amplificatore F.I. in funzione della riduzione del guadagno. Sono indicati i limiti di tolleranza.

tati con il transistore AF178 montato in un circuito con base comune. La corrente di emettitore, in condizioni di lavoro, è 2 mA.

L'amplificatore a frequenza intermedia (F.I.)

L'amplificatore F.I. è formato da tre stadi con emettitore comune; uno è equipaggiato con il transistore Tr_6 (AF181) e gli altri due con i transistori Tr_7 e Tr_8 (AF179). Per semplificare l'allineamento, in ciascun stadio viene impiegata una neutralizzazione fissa. Vengono impiegati trasformatori a doppio accordo ad eccezione dell'ultimo stadio dove tra il transistore finale e il rivelatore viene impiegato un trasformatore ad accordo semplice. I circuiti trappola, rispettivamente per la portante F.I. audio e per le portanti dei canali adiacenti sono inseriti tra lo stadio mescolatore e il 1° stadio F.I.; in questo modo viene ridotta al minimo la modulazione « incrociata » prodotta da questi segnali all'ingresso del 1° transistore F.I.

Il guadagno del 1° transistore (Tr_6) viene controllato mediante una tensione C.A.G. negativa applicata alla base di questo transistore. In questo modo, la corrente di questo transistore viene **gradualmente** ad aumentare producendo in questo modo una **graduale** diminuzione di guadagno. Il campo di variazione di guadagno di questo stadio è 50 dB. Per ridurre la distorsione della curva di risposta F.I. prodotta dalla variazione delle impedenze di ingresso e di uscita (causata a sua volta, dalla tensione C.A.G. applicata al 1° transistore F.I.) si aumentano, di proposito, le perdite sia del secondario del trasformatore F.I. sia del primario del secondo trasformatore F.I., mediante resistenze di smorzamento (R_7 e R_{14}); in questo modo le perdite passano da 3 a 5 dB. Ciò consente di mantenere i « limiti » delle curve di risposta F.I. come indicato in fig. 3.

In fig. 2 è riportata la relazione dei segnali dei canali adiacenti e l'attenuazione della portante audio del canale ricevuto.

Per avere il valore ottimo del guadagno in potenza, sia il 1° che il 2° transistore F.I. sono polarizzati per una corrente di emettitore di 3 mA ed una tensione collettore-emettitore di —10 V. È stato trovato che il punto di lavoro del transistore finale coincide con una corrente di 4 mA. Il rivelatore video è convenzionale. Il

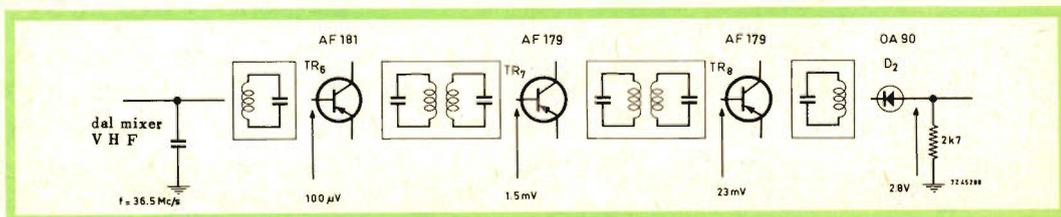
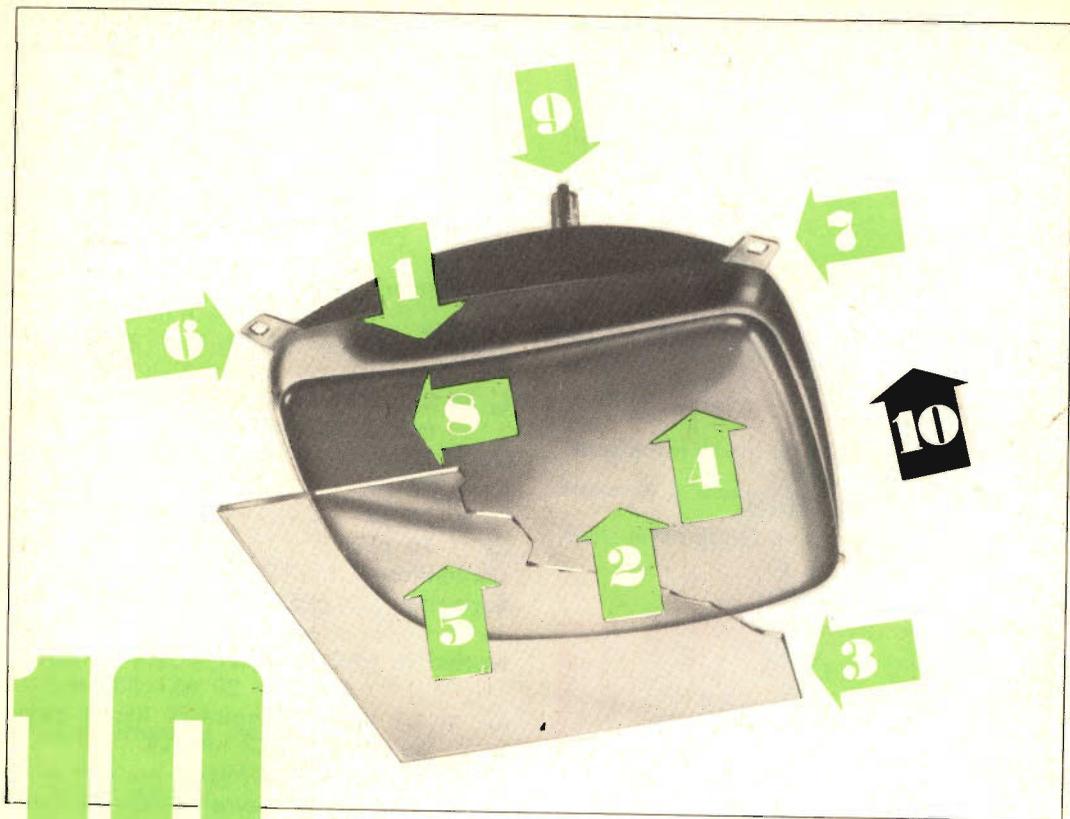



Fig. 4 - Livelli di segnale nei vari stadi dell'amplificatore F.I. con il controllo di guadagno al massimo.

C.A.G. entra in funzione quando la tensione di uscita ai capi del resistore di carico (R_{22}) da 2,7 kΩ, ha il valore di 2,8 V picco-picco.

Nel circuito a blocchi di fig. 4 sono riportati i valori nominali dei livelli dei segnali (al centro delle bande e con il regolatore di guadagno al massimo).

Prossimamente tratteremo molto dettagliatamente l'amplificatore video.

DATI TECNICI PER LA COSTRUZIONE DELLE BOBINE

1° Trasformatore F.I.

L_1 = 1,3 μH, 25 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm Ø

Q_0 = 80, f_0 = 33,4 MHz

L_2 = 1,2 μH, 23 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm Ø

Q_0 = 85, f_0 = 31,9 MHz

L_3 = 0,9 μH, 17 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm Ø

Q_0 = 70, f_0 = 41,4 MHz

C_6 = 12 pF

C_7 = 15 pF

C_8 = 10 pF

Contenitore AP3015/02

Supporto P5 534 34

Nucleo in FXC L_1 = K5 120 02 (4D)

L_2 = 2P 652 63 ($4E_1$)

L_3 = 2P 651 83 ($4E_1$)

L_4 = 1,1 μH, 10,5 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm Ø

Q_0 = 60, f_0 = 36,5 MHz

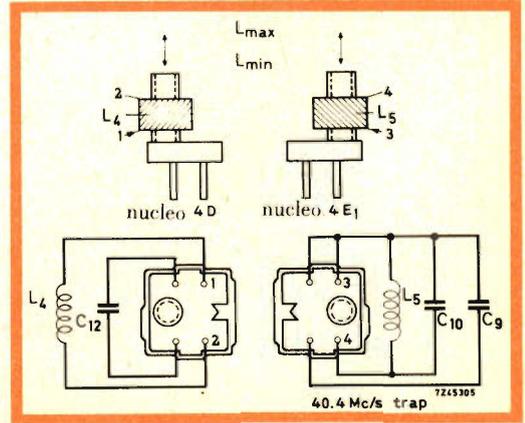
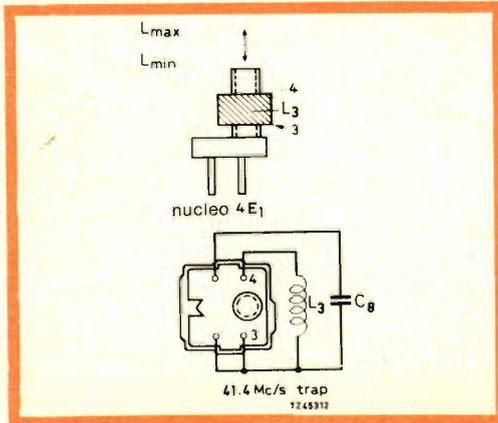
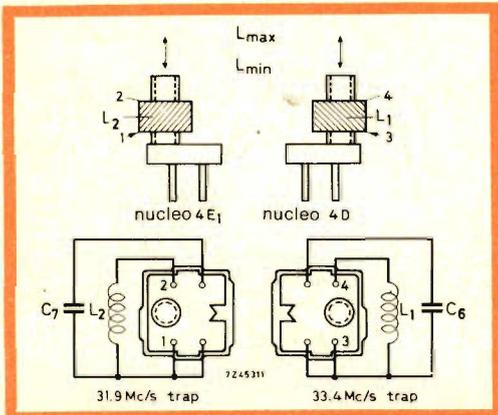
L_5 = 0,32 μH, 6 spire di filo di rame smaltato da 0,19 mm Ø

Q_0 = 100, f_0 = 40,4 MHz (C = 33 pF)

C_9 = 22 pF

C_{10} = 33 pF

C_{12} = 100 pF

Contenitore AP3015/02

Bobine che costituiscono il 1° trasformatore a frequenza intermedia.

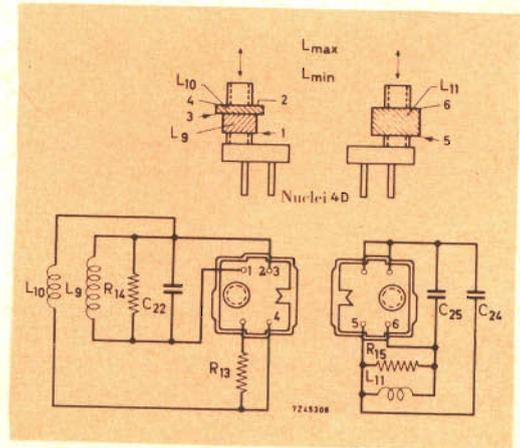
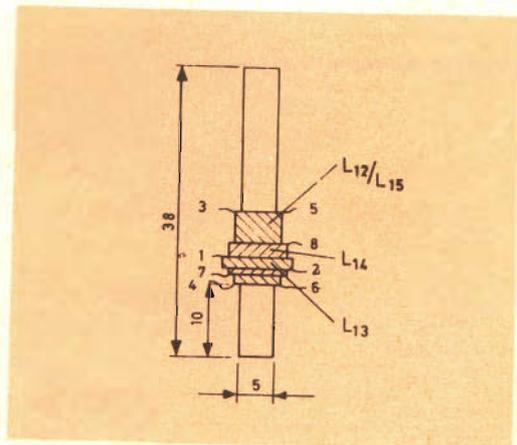
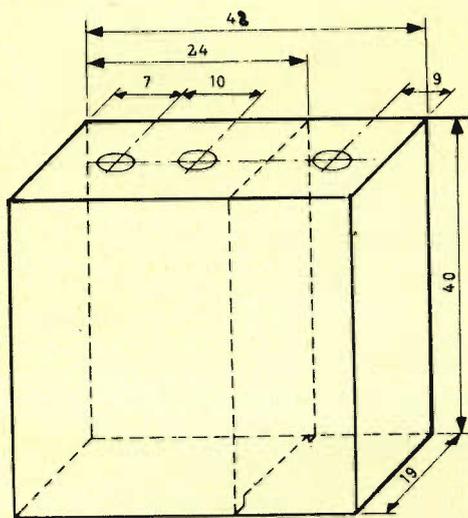
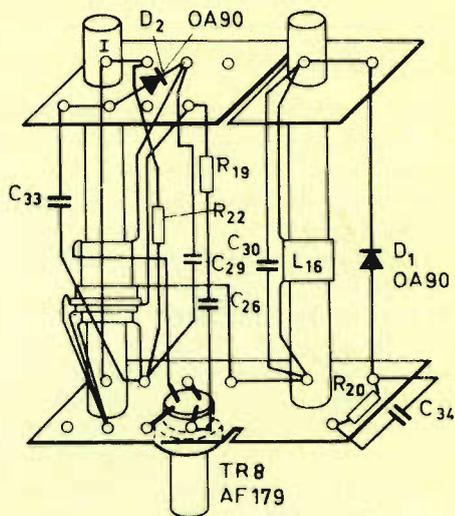
Supporto P5 534 34
Nucleo in FXC L_4 = K5 120 02 (4D)
L_5 = 2P 652 63 ($4E_1$)

II° Trasformatore F.I.

L_6 = 1 μH, 10 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm Ø
Q_0 = 65, f_0 = 36,5 MHz
L_7 = 2 spire di filo di rame smaltato da 0,33 mm Ø
L_8 = 0,35 μH, 6 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm Ø
Q_0 = 65, f_0 = 36,5 MHz
C_{15} = 10 pF
C_{18} = 100 pF
C_{19} = 100 pF
R_6 = 150 Ω
R_7 = 10 kΩ
R_9 = 680 Ω
Contenitore AP3015/02
Supporto P5 534 34
Nucleo in FXC K5 120 02 (4D)

III° Trasformatore F.I.

L_9 = 1,3 μH, 12 spire di filo di rame smaltato da 0,25 mm Ø
Q_0 = 50, f_0 = 36,5 MHz
L_{10} = 2 spire di filo di rame smaltato da 0,25 mm Ø
L_{11} = 0,52 μH, 7 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm Ø
Q_0 = 50, f_0 = 36,5 MHz
C_{22} = 8,2 pF
C_{24} = 39 pF
C_{25} = 100 pF
R_{13} = 150 Ω
R_{14} = 10 kΩ
R_{15} = 3,9 kΩ
Contenitore AP3015/02
Supporto P5 534 34
Nucleo in FXC K5 120 02 (4D)
L_{12} = 17 spire di filo di rame smaltato da 0,2 mm Ø
L_{13} = 2 spire di filo di rame smaltato da 0,2 mm Ø
L_{14} = 4 spire di filo di rame smaltato da 0,2 mm Ø
L_{15} = 17 spire di filo di rame smaltato da 0,2 mm Ø
L_{16} = 8 spire di filo di rame smaltato da 0,2 mm Ø

Bobine del II° trasformatore a frequenza intermedia.

Bobine del III° trasformatore a frequenza intermedia.

Dettaglio del supporto I del III° trasformatore a frequenza intermedia.

Dimensioni d'ingombro del contenitore del III° trasformatore a frequenza intermedia.

Disposizione dei componenti del III° trasformatore a frequenza intermedia.

L_{12} e L_{15} sono avvolte in bifilare
C_{26} = 3,3 pF
C_{29} = 6,8 pF
C_{30} = 22 pF
C_{33} = 10 pF
C_{34} = 10 pF
R_{19} = 150 Ω

R_{20} = 18 kΩ
R_{22} = 2,7 kΩ
D_1 = OA 90
D_2 = OA 90
TR_8 = AF 179

L. C.

(Da " Application Information Philips " N. 231)

Riportiamo nel presente elenco gli allacciamenti alla filodiffusione al 31 ottobre 1964

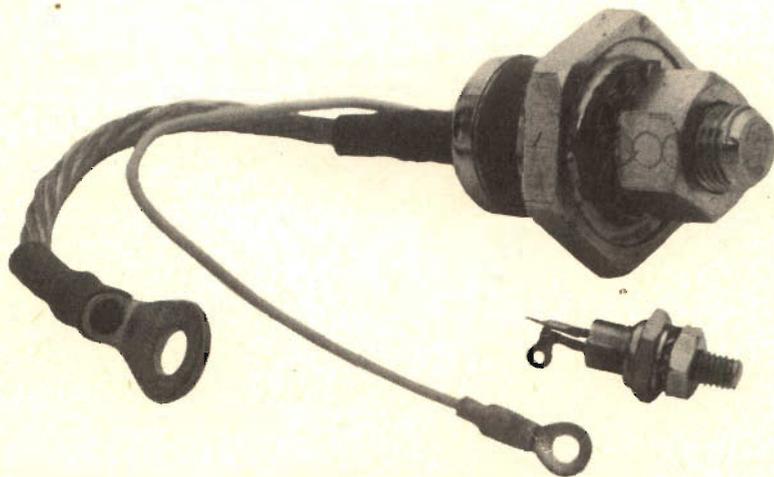
Bari	74
Bologna	248
Cagliari	33
Firenze	267
Genova	338
Milano	3.034
Napoli	384
Palermo	143
Roma	1.433
Torino	957
Trieste	153
Venezia	196

che danno un totale di 7.260.

CIRCUITI DI COMANDO PER I THYRISTOR

Parte II

In precedenza ci siamo soffermati sui criteri di progetto dei circuiti di comando per thyristor. In questo articolo si presentano alcuni circuiti pratici d'impiego generale.

Nei circuiti pratici da fig. 8 a fig. 13 corrispondenti rispettivamente ai circuiti-base delle fig. 2, 5, 6 e 7 vengono impiegati esclusivamente semiconduttori al silicio. Tali circuiti sono stati progettati per lavorare nelle condizioni più disagiate, e cioè con temperature-ambiente fino a 55°C, e con tensioni di alimentazione da 220 V + 10%, fino a 110 V — 20%. La frequenza della tensione di alimenta-

Alcuni tipi di thyristor (in alto) BTY 94 da 50 A (in basso) BTY 79 da 4,7 A.

zione non è affatto critica (10 ÷ 400 Hz).

Anche nella condizione in cui tutti i componenti avessero la massima deviazione della tolleranza dei loro valori, i circuiti fornirebbero una sufficiente corrente di comando per i thyristor e nello stesso tempo non verrebbero mai superati i valori caratteristici di « porta » dei thyristor.

Oltre allo schema elettrico dei circuiti di comando e ai valori dei relativi componenti si forniscono le seguenti informazioni:

a) una lista di tipi di thyristor che possono essere comandati dai rispettivi circuiti.

b) risultati di misure riguardanti- il campo entro il quale si ottiene un controllo completo dell'angolo di innesco. Tali misure sono state effettuate alla frequenza di rete di 50 Hz e alla temperatura ambiente di 25°C impiegando il thyristor BTX12.

c) spiegazione della funzione di alcuni componenti non data in precedenza.

CIRCUITI PRATICI

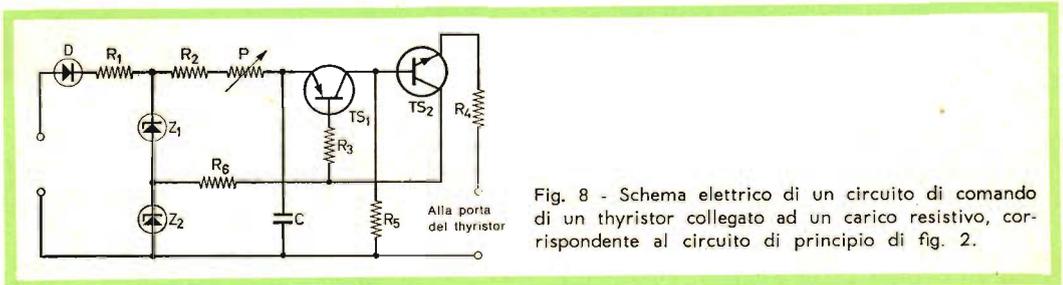



Fig. 8 - Schema elettrico di un circuito di comando di un thyristor collegato ad un carico resistivo, corrispondente al circuito di principio di fig. 2.

Componenti:

D = BY 100

TS_1 = BCY 11

TS_2 = BSY 38/39

Z_1 = BZZ 20

Z_2 = BZZ 20

P = 20 kΩ, 3 W (a filo)

C = 1,5 μF ± 10%

R_1 =
- 2.7 kΩ ± 10%, 10 W oppure 4.7 kΩ ± 10%, 5.5 W } con il diodo in serie
- 5.6 kΩ ± 10%, 10 W oppure 10 kΩ ± 10%, 5.5 W } senza il diodo in serie

R_2 = 150 Ω ± 5%, 1/4 W

R_3 = 33 Ω ± 5%, 1/4 W

R_4 = 56 Ω ± 5%, 1/4 W

R_5 = 82 kΩ ± 10%, 1/4 W

R_6 = 1 kΩ ± 10%, 1/4 W

a) Il circuito è in grado di comandare i seguenti thyristor: BTY 79/83 (4,7 A)

b) Il comando del thyristor può essere controllato tra gli istanti t_1 e t_2 (vedi fig. 4). Qui sotto diamo i valori tipici per Δt_1 e Δt_2 quando R_1 assume i seguenti valori:

R_1 = 2,7 kΩ e il diodo in serie:

Δt_1 = 0,55 msec.
Δt_2 = 0,12 msec.

R_1 = 4,7 kΩ e il diodo in serie:

Δt_1 = 0,8 msec.
Δt_2 = 0,13 msec.

R_1 = 5,6 kΩ senza il diodo:

Δt_1 = 0,9 msec.
Δt_2 = 0,12 msec.

R_1 = 10 kΩ senza il diodo:

Δt_1 = 1,4 msec.
Δt_2 = 0,14 msec.

c) Componenti .aggiuntivi.

I resistori R_5 e R_6 sono stati aggiunti per stabilizzare il circuito di reazione, particolarmente quando la temperatura è elevata. In questo caso Z_1 e Z_2 vengono impiegati per dare un'adeguata polarizzazione in c.c. al transistore TS_1, e per questa ragione le resistenze del ponte indicate in fig. 1 vengono omesse.

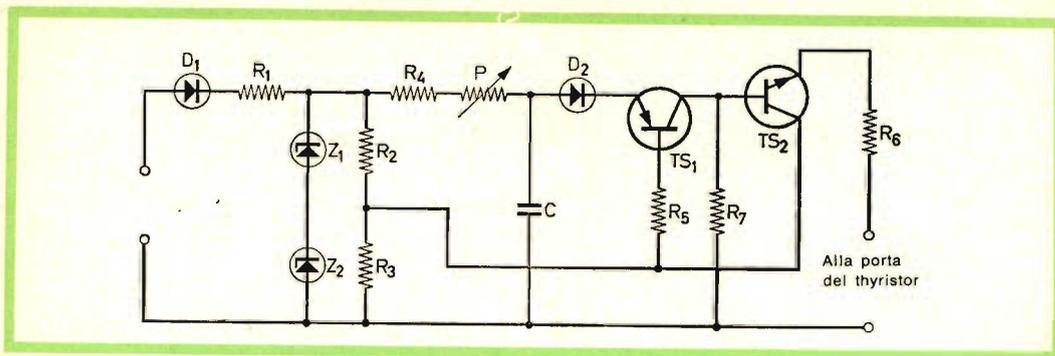



Fig. 9 - Schema elettrico del circuito di comando di un thyristor con carico resistivo (vedi schema di principio di fig. 2).

Componenti :

D_1 = BY 100

D_2 = BAY 32

TS_1 = BCY 11

TS_2 = M69 BFY

Z_1 = BZZ 20

Z_2 = BZZ 20

P = 10 kΩ, 3 W, (a filo)

C = 1.8 μF ± 10%

R_1 =
- 2.7 kΩ ± 10%, 10 W oppure 4.7 kΩ ± 10%, 5.5 W — con il diodo in serie
- 5.6 kΩ ± 10%, 10 W oppure 10 kΩ ± 10%, 5.5 W — senza il diodo in serie

R_2 = 1 kΩ ± 5%, 1/4 W

R_3 = 3.9 kΩ ± 5%, 1/4 W

R_4 = 100 Ω ± 5%, 1/4 W

R_5 = 33 Ω ± 5%, 1/4 W

R_6 = 33 Ω ± 5%, 1/4 W

R_7 = 82 kΩ ± 10%, 1/4 W

a) questo circuito può comandare i seguenti thyristor:

BTX 12 (16 A)

BTY 79/83 (4.7 A)

BTY 84/87 (10 A)

BTY 88/91 (16 A)

BTY 92/95 (50 A)

BTY 96/99 (70 A)

b) Il comando del thyristor può essere controllato tra gli istanti t_1 e t_2 (fig. 4). Valori tipici per Δt_1 e Δt_2 sono i seguenti quando R_1 assume il valore di:

R_1 = 2.7 kΩ e il diodo in serie

Δt_1 = 1.3 msec.
Δt_2 = 0.1 msec.

R_1 = 4.7 kΩ e il diodo in serie

Δt_1 = 1.6 msec.
Δt_2 = 0.1 msec.

R_1 = 5.6 kΩ senza il diodo

Δt_1 = 1.8 msec.
Δt_2 = 0.1 msec.

R_1 = 10 kΩ senza il diodo

Δt_1 = 2.4 msec.
Δt_2 = 0.1 msec.

c) Altri componenti.

Il diodo D_2 è aggiunto per proteggere la giunzione dell'emettitore di TS_1. Il resistore R_5 limita la corrente di base di TS_1 mentre R_7 è aggiunto per motivi di stabilità.

Fig. 10 - Schema elettrico del circuito di comando di due thyristor collegati in un circuito parallelo-inverso. L'uscita è con trasformatore. Questo circuito corrisponde a quello di principio di fig. 5.

Componenti :

D_1 = BY 100

D_2 = BY 100

D_3 = BY 100

D_4 = BY 100

D_5 = BAY 32

TS_1 = BCY 11

TS_2 = M69 BFY

Z_1 = BZZ 20

Z_2 = BZZ 20

P = 10 kΩ, 3 W (a filo)

C = 1 μF ± 10%

Tr = 3 × 75 spire, Ø 0.35 mm su nucleo tipo K 300060

R_1 = { 4.7 kΩ ± 10%, 10 W oppure 10 kΩ ± 10%, 5.5 W

R_2 = 1 kΩ ± 5%, 1/4 W

R_3 = 3.9 kΩ ± 5%, 1/4 W

R_4 = 100 Ω ± 5%, 1/4 W

R_5 = 33 Ω ± 5%, 1/4 W

R_6 = 82 kΩ ± 10%, 1/4 W

a) Il circuito può comandare i seguenti thyristor:

BTX 12 (16 A)

BTY 79/83 (4.7 A)

BTY 84/87 (10 A)

BTY 88/91 (16 A)

BTY 92/95 (50 A)

BTY 96/99 (70 A)

b) Il comando dei thyristor può essere controllato fra gli istanti t_1 e t_2 (fig. 4).

Valori tipici per Δt_1 e Δt_2 sono i seguenti quando R_1 assume il valore di:

R_1 = 4.7 kΩ

Δt_1 = 1.2 msec.
Δt_2 = 0.22 msec.

R_1 = 10 kΩ

Δt_1 = 1.5 msec.
Δt_2 = 0.32 msec.

c) Componenti aggiuntivi.

D_5, R_5 e R_6 hanno le stesse funzioni di D_2, R_5 e R_7 del circuito di fig. 8.

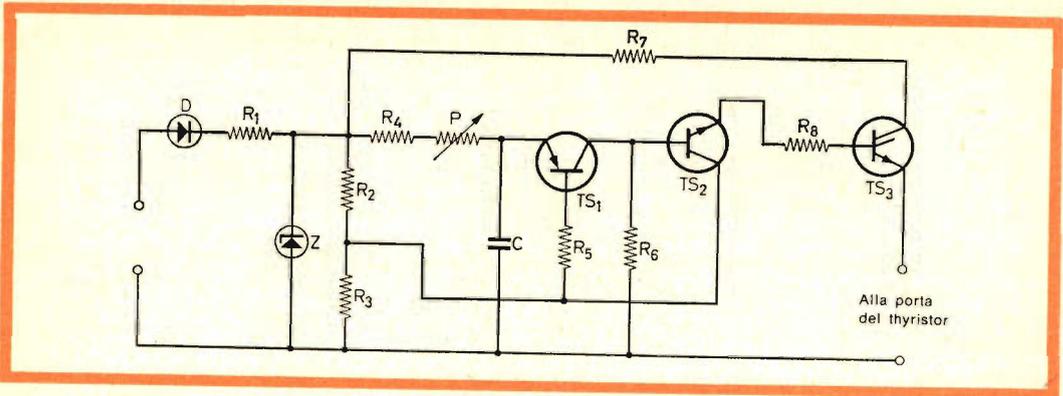



Fig. 11 - Schema di un circuito di comando di thyristor con carico resistivo o induttivo, corrispondente a quello di fig. 6.

Componenti :

D = BY 100

TS_1 = BCY 11

TS_2 = BSY 38/39

TS_3 = M58C

Z = BZZ 20

P = 50 kΩ, 3 W (a filo)

C = 0.22 μF ± 10%

R_1 =
- 2.7 kΩ ± 10%, 10 W oppure 4.7 kΩ ± 10%, 5.5 W (con il diodo in serie)
- 5.6 kΩ ± 10%, 10 W oppure 10 kΩ ± 10%, 5.5 W (senza il diodo in serie)

R_2 = 4.7 kΩ ± 5%, 1/4 W

R_3 = 22 kΩ ± 5%, 1/4 W

R_4 = 1 kΩ ± 5%, 1/4 W

R_5 = 33 Ω ± 5% 1/4 W

R_6 = 82 kΩ ± 10%, 1/4 W

R_7 = 36 Ω ± 5%, 1/4 W

R_8 = 100 Ω ± 5%, 1/4 W

a) Il circuito può comandare i seguenti tipi di thyristor:

BTX 12 (16 A)

BTY 79/83 (4.7 A)

BTY 84/87 (10 A)

BTY 88/91 (16 A)

BTY 92/95 (50 A)

BTY 96/99 (70 A)

b) Il comando del thyristor può essere controllato tra gli istanti t_1 e t_2 (vedi fig. 4).

I valori tipici per Δt_1 e Δt_2 sono i seguenti quando R_1 assume il valore di:

R_1 = 2.7 kΩ e il diodo in serie

Δt_1 = 0.4 msec.
Δt_2 = 0.05 msec.

R_1 = 4.7 kΩ e il diodo in serie

Δt_1 = 0.5 msec.
Δt_2 = 0.05 msec.

R_1 = 5.6 kΩ senza il diodo

Δt_1 = 0.55 msec.
Δt_2 = 0. msec.

R_1 = 10 kΩ senza il diodo

Δt_1 = 0.8 msec.
Δt_2 = 0 msec.

c) Componenti aggiuntivi.

I resistori R_5 e R_8 limitano le correnti di base di TS_1 e TS_2 mentre R_6 viene aggiunta per assicurare la stabilità del circuito.

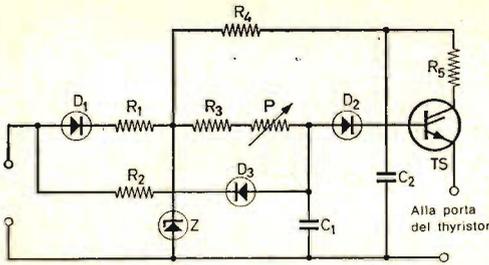



Fig. 12 - Schema elettrico del circuito di comando di thyristor con carico induttivo o resistivo corrispondente al circuito di fig. 7.

Componenti :

D_1 = BY 100 D_3 = BYX 10
D_2 = BYX 10   TS = M58C
Z = BZZ 20
P = 10 kΩ, 3 W (a filo)
C_1 = 1 μF ± 10%
C_2 = 1 μF ± 10%

R_1 =
- 2.7 kΩ ± 10%, 10 W oppure 4.7 kΩ ± 10%, 5.5 W — con il diodo in serie
- 5.6 kΩ ± 10%, 10 W oppure 10 kΩ ± 10%, 5.5 W — senza il diodo in serie

R_2 = 5.6 kΩ ± 10%, 5.5 W
R_3 = 470 Ω ± 10%, 1 W
R_4 = 33 Ω ± 5%, 1/4 W
R_5 = 33 Ω ± 5%, 1/4 W

a) Il circuito può controllare i seguenti tipi di thyristor:

BTX 12 (16 A)
BTY 79/83 (4.7 A)
BTY 88/91 (16 A)

b) Il comando dei thyristor può essere controllato tra gli istanti t_1 e t_2 (vedi fig. 4).

I valori tipici per Δt_1 e Δt_2 sono i seguenti quando R_1 assume il valore di:

R_1 = 2,7 kΩ e il diodo in serie
Δt_1 = 1,0 msec.
Δt_2 = 0 msec.

R_1 = 4,7 kΩ e il diodo in serie
Δt_1 = 1,2 msec.
Δt_2 = 0 msec.

R_1 = 5,6 kΩ senza il diodo
Δt_1 = 1,4 msec.
Δt_2 = 0 msec.

R_1 = 10 kΩ senza il diodo
Δt_1 = 1,9 msec.
Δt_2 = 0 msec.

c) Componenti aggiuntivi.

Il condensatore C_2 e il resistore R_5 sono stati aggiunti per fornire un picco di corrente all'inizio del comando.

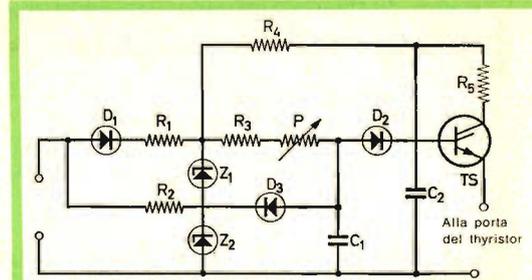



Fig. 13 - Schema del circuito di comando di thyristor con carico resistivo o induttivo corrispondente al circuito di fig. 7.

Componenti :

D_1 = BY 100
D_2 = BYZ 10
D_3 = BYZ 10
TS = M 58 C
Z_1 = BZZ 20
Z_2 = BZZ 20
P = 20 kΩ, 3 W (a filo)
C_1 = 0,56 μF ± 10%
C_2 = 1 μF ± 10%

R_1 =
- 2.7 kΩ ± 10%, 10 W oppure 4.7 kΩ ± 10%, 5.5 W — con il diodo in serie
- 5.6 kΩ ± 10%, 10 W oppure 10 kΩ ± 10%, 5.5 W — senza il diodo in serie

R_2 = 5.6 kΩ ± 10% 5.5 W
R_3 = 1 kΩ ± 10% 1 W
R_4 = 56 Ω ± 5% 1/4 W
R_5 = 33 Ω ± 5% 1/4 W

a) Questo circuito può comandare gli stessi thyristor comandati dal circuito di fig. 11.

b) Il comando dei thyristor può essere controllato tra gli istanti t_1 e t_2 (fig. 4).

I valori tipici per Δt_1 e Δt_2 sono i seguenti:

con R_1 = 2.7 kΩ e il diodo in serie
Δt_1 = 1.1 msec.
Δt_2 = 0 msec.

con R_1 = 4.7 kΩ e il diodo in serie
Δt_1 = 1.25 msec.
Δt_2 = 0 msec.

con R_1 = 5.7 kΩ senza il diodo
Δt_1 = 1.3 msec.
Δt_2 = 0 msec.

con R_1 = 10 kΩ senza il diodo
Δt_1 = 1.7 msec.
Δt_2 = 0 msec.

c) I componenti aggiuntivi sono gli stessi del circuito di fig. 11.

L. C.

(da « Advance Information »)

INVERTITORE

PER LAMPADE FLUORESCENTI DA 4 E 6 W

Si descrivono in questo articolo due circuiti di applicazione dei nuovi transistori BFY50. Il primo illustra un invertitore per lampade fluorescenti da 4 e da 6 W mentre il secondo illustra il circuito di un contatore per corrente elevata adatto per essere usato alla frequenza di 100 kHz. I circuiti riportati vengono dati come esempio di applicazione dei transistori BFY50.

Il circuito di fig. 1 illustra un invertitore per lampade fluorescenti da 4 e 6 W equipaggiato con due transistori tipo BFY50; essi funzionano come un oscillatore in controfase ad onda quadra e pilotano la lampada attraverso un trasformatore avvolto su un nucleo di ferroxcube. Gli avvolgimenti n_3 ed n_4 sono gli avvolgimenti di collettore sul primario mentre n_7 provvede a causare la reazione necessaria per mantenere l'oscillazione. La frequenza di funzionamento viene controllata soprattutto dal condensatore C e dai resistori R2 e R4.

I resistori R1 e R3 facilitano l'innesco dell'invertitore, provocando una polarizzazione sufficiente per pilotare i transistori in conduzione.

Gli avvolgimenti n_2 ed n_5 portano la tensione di collettore fino ad un valore sufficiente per pilotare la lampada; n_1 ed n_6 provvedono a fornire la tensione di accensione della lampada.

Sono riportati i valori dei componenti che costituiscono il circuito sia per lampade da 4 W che da 6 W, per un funzionamento con tensione di alimentazione cc da 6 a 12 V. L'invertitore funzionerà anche con tensioni di alimentazione comprese fra 10 e 15 V, ma l'innesco della lampada sarà più difficoltoso che con le tensioni basse.

Uno degli avvolgimenti di accensione deve essere isolato e una bobina compensatrice deve essere collegata in serie con la lampada. La frequenza di funzionamento è di circa 20 kHz, e il circuito funzionerà con piccoli dissipatori di calore, con temperatura ambiente fino a 100 °C (k = 25 °C/W).

S è un sottile conduttore che corre intorno alla lunghezza della lampada allo scopo di migliorare l'innesco.

Il circuito dissipa una corrente di 550 mA

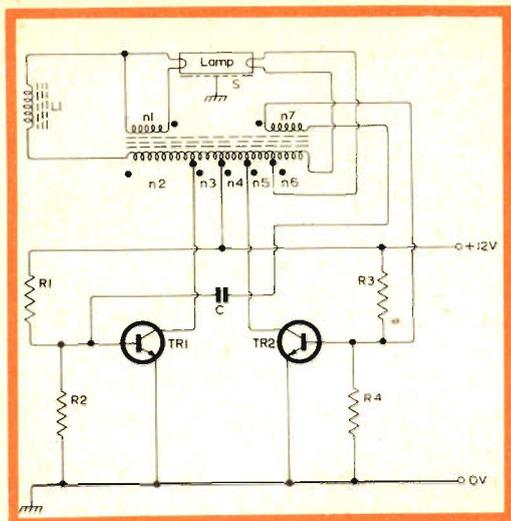



Fig. 1 - Schema elettrico dell'invertitore per lampada fluorescente. I punti neri del trasformatore indicano gli inizi dei vari avvolgimenti.

VALORI DEI COMPONENTI DELL'INVERTITORE PER LAMPADA DA 4 W

C = 1 μF a carta
R_1 = R_3 = 180 Ω
R_2 = R_4 = 15 Ω
TR1 = TR2 = BFY50

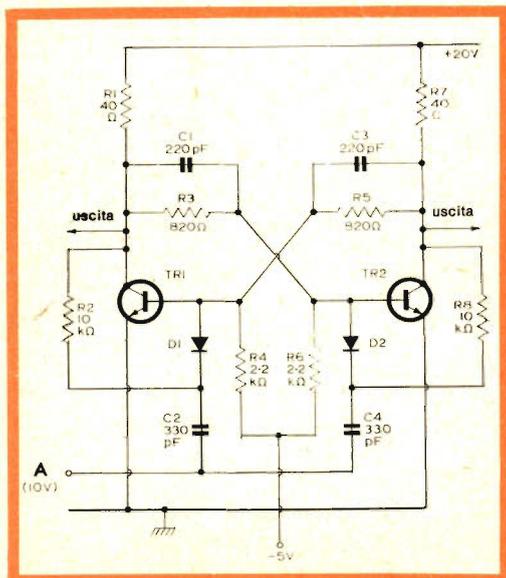



Fig. 2 - Schema elettrico del contatore da usare a 100 kHz. Nel punto A si applica l'impulso d'ingresso.

Trasformatore

Nucleo di ferroxcube Mullard FX2242
Avvolgimenti del primario $n_3 = n_4$: 36 spire di filo da 0,34 mm di diametro
Avvolgimenti del secondario $n_2 = n_5$: 200 spire di filo da 0,193 mm di diametro
Avvolgimento di reazione n_7: 5 spire di filo da 0,34 mm di diametro
Avvolgimenti di accensione $n_1 = n_6$: 20 spire di filo da 0,34 mm di diametro.

Bobina L_1

Nucleo di ferroxcube Mullard FX2240
Avvolgimento di 80 spire di filo da 0,55 mm di diametro.

VALORI DEI COMPONENTI DELL'INVERTITORE PER LAMPADA DA 6 W

C = 1 μF a carta
R_1 = R_3 = 180 Ω
R_2 = R_4 = 15 Ω
TR1 = TR2 = BFY50

Trasformatore

Nucleo di ferroxcube Mullard FX2242
Avvolgimenti del primario $n_3 = n_4$: 29 spire di filo da 0,34 mm di diametro
Avvolgimenti del secondario $n_2 = n_5$: 121 spire di filo da 0,193 mm di diametro
Avvolgimento di reazione n_7: 3 spire di filo da 0,34 mm di diametro
Avvolgimenti di accensione $n_1 = n_6$: 15 spire di filo da 0,34 mm di diametro.

Bobina L_1

Nucleo di ferroxcube Mullard FX2240
Avvolgimento di 80 spire di filo da 0,55 mm di diametro
Tutti gli avvolgimenti dei trasformatori e delle bobine devono essere fatti con filo di rame smaltato.

Contatore per corrente elevata da usare a 100 kHz

In fig. 2 è illustrato un circuito contatore equipaggiato con i transistori BFY50 funzionante come circuito di Eccles-Jordan. Durante la conduzione in ogni transistore passa una corrente di circa 500 mA e il circuito funzionerà con una frequenza di 100 kHz.

Il circuito di polarizzazione di ciascun transistore è riportato a un potenziale comune di —5 V per tenere la base del transistore non conduttore negativa rispetto a massa.

Impulsi negativi d'entrata sono applicati a ogni transistore attraverso i diodi D1 e D2, la tensione attraverso ogni diodo dipende dallo stato di conduzione dei transistori combinati. Per esempio, se TR2 conduce, al diodo D2 vi è solo una bassa polarizzazione inversa, al contrario se TR1 non conduce la polarizzazione inversa applicata a D1 è alta in confronto a quella che attraversa D2. Ne risulta che un impulso d'ingresso negativo verrà mandato da D2 a TR2, commutando così il transistore dallo stato non conduttivo cambiando la condizione del circuito.

Dovendo far funzionare il circuito con una temperatura ambiente di 50 °C, è necessario fissare ogni transistore su un dissipatore di calore con una resistenza termica di 165 °C/W.

CARATTERISTICHE DEL CIRCUITO

Frequenza:	100 kHz
Impulso di corrente massimo:	500 mA
Temperatura di funzionamento:	50 °C
TR1, TR2:	BFY50
D1, D2:	AAZ12

(Da « Mullard New Product Informations ») **F. T.**

CIRCUITO PILOTA CONTROLLATO DA UNA FOTOCELLULA

Si descrivono in questo articolo due circuiti pilota controllati da una fotocellula equipaggiati con i nuovi tipi di transistori n-p-n planari epitassiali prodotti dalla Mullard, BFY51 e BFY52. Questi circuiti sono in grado di pilotare una lampada o un relé, la loro realizzazione è molto semplice e il numero ridotto dei componenti, specialmente nel secondo circuito, fa sì che il costo per la loro realizzazione sia notevolmente basso.

Il circuito illustrato in fig. 1 è adatto a pilotare una lampada o un relè; esso impiega due transistori BFY52, montati in circuito trigger di Schmitt, che comanda un terzo transistore BFY51.

I due transistori BFY52 vengono impiegati nel circuito trigger di Schmitt dove non è necessario un valore elevato di V_{CE}, ma la necessità di una tensione più elevata nel circuito di uscita impone l'impiego di un BFY51 che ha un valore di V_{CE} più alto.

Il trigger di Schmitt viene fatto funzionare dal segnale di uscita di una fotocellula tipo ORP12.

Il resistore variabile R2 serve come controllo di sensibilità per variare la risposta del circuito.

I livelli di illuminazione richiesti per il funzionamento del circuito in condizioni di sensibilità minima e massima sono i seguenti:

Sensibilità massima

Il circuito conduce (lampada pilotata) con un livello di illuminazione di 3,2 lux e non conduce (lampada non pilotata) con 0,11 lux.

Sensibilità minima

Il circuito conduce (lampada pilotata) con un livello di illuminazione di 3,2 lux e non conduce (lampada non pilotata) con 6,5 lux.

Il segnale d'uscità del trigger di Schmitt è applicato al transistore TR3 attraverso il diodo zener D1 (12 V). Quando TR2 conduce, il potenziale del collettore è minore di 12 V e D1 non conduce.

Quando il circuito è comandato, il potenziale del collettore aumenta fino al potenziale di alimentazione di 28 V, ma a 12 V il potenziale del collettore viene bloccato dal diodo D1. La corrente attra-

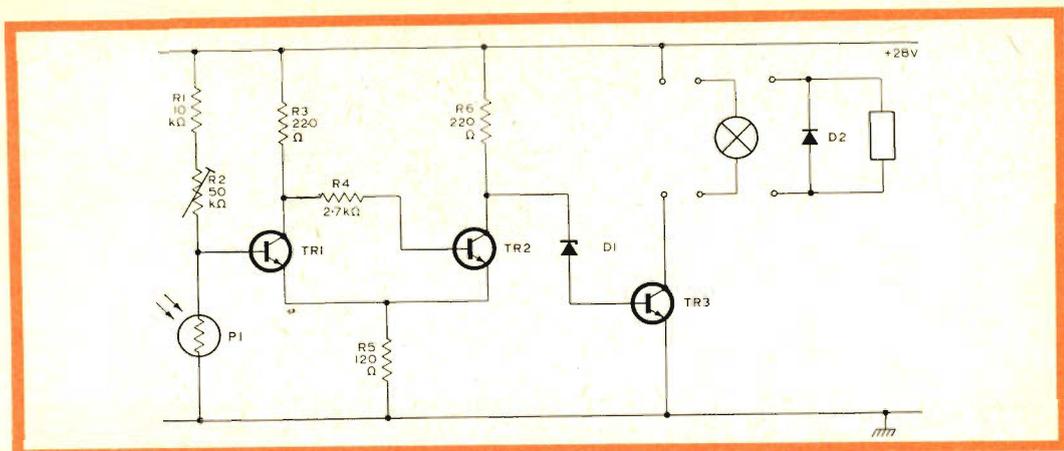



Fig. 1 - Circuito pilota controllato da una fotocellula, equipaggiato con due transistori BFY52 (TR1, TR2), da un BFY51 (TR3), dal diodo zener OAZ213 (D1) e dalla fotocellula ORP12 (P1).

verso D1 è limitata a circa 70 mA, essa viene applicata alla base di TR3 causando una conduzione più lenta. Il vantaggio di usare un trigger di Schmitt è quello di avere un segnale di uscita commutato molto rapidamente e inoltre di non restare in una condizione di elevata dissipazione per lungo tempo.

Il segnale di uscita può essere impiegato per pilotare un relè o una bobina. Se viene usato per questa applicazione, si devono prendere delle precauzioni per smorzare la bobina con un diodo o con un resistore altrimenti il transistore potrebbe essere danneggiato dalla tensione di ritorno. I valori del diodo richiesto verranno determinati dalle caratteristiche di carico. Se si usa uno smorzamento resistivo, il valore scelto per la resistenza dovrebbe essere tale da avvicinarsi al valore di smorzamento delle bobine.

I valori dettagliati delle lampade o dei relè verranno determinati dalle applicazioni specifiche e quindi non vengono riportati in questa sede, comunque, per dare una guida alla scelta dei valori delle lampade, si deve tener presente che la corrente di collettore non deve superare 1 A; inoltre, tenendo conto della variazione del valore della resistenza del filamento della lampada alla temperatura di funzionamento, si consiglia l'impiego di lampade con una potenza di circa 6 W.

Fig 2 - Circuito pilota semplificato, equipaggiato con due transistori BFY52 (TR1, TR2) e dalla fotocellula ORP60 o ORP61 (P1).

Circuito pilota semplificato

In fig. 2 viene riportata una versione semplificata del circuito illustrato in fig. 1. Esso infatti è formato da una fotocellula, da due resistori e da due transistori BFY52.

Teoricamente, il circuito è un semplice amplificatore cc e a causa del basso valore della corrente I_{CBO} dei transistori, si può usare un circuito di polarizzazione semplificato.

Il circuito non comprende il dispositivo di azionamento per la commutazione rapida, così la luce che cade sulla fotocellula viene ridotta, la corrente in TR2 aumenta gradatamente e la dissipazione nel transistore durante il periodo di transizione è alta.

Il circuito è previsto di un controllo di sensibilità; i livelli di illuminazione adatti per far funzionare il circuito sono i seguenti:

Sensibilità massima

La lampada viene pilotata con un livello di illuminazione di 1 lux e non pilotata con 3,3 lux.

Sensibilità minima

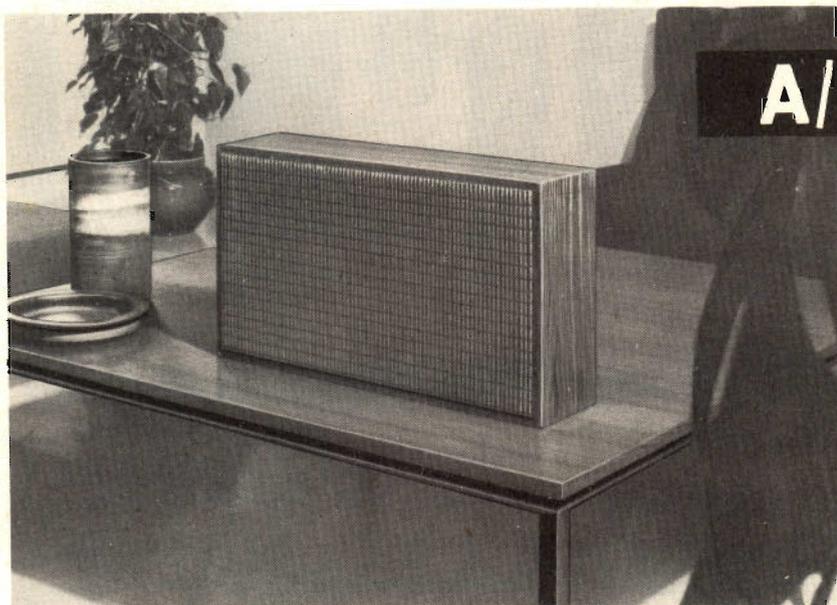
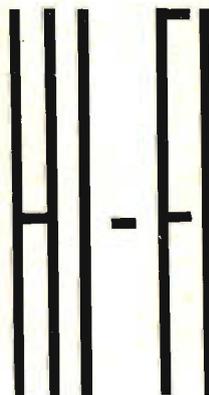
La lampada viene pilotata con un livello di illuminazione di 0,1 lux e non pilotata con 0,5 lux.

Un impiego possibile di questi circuiti sarebbe quello di un controllo automatico per lampada da parcheggio. I valori della lampada adatta a questo circuito sono di 12 V - 2,2 W.

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI BFY51-BFY52

Questi tipi di transistori sono del tipo n-p-n planari epitassiali. Le dimensioni nell'involucro sono del tipo TO-5; il collettore è collegato all'involucro.

	BFY51	BFY52	
V_{CB} ($I_E = 0$)	60	40	V
V_{CE}	60	—	V
I_{CM}	—	1	A
P_{tot} ($T_{amb} = 25$ °C)	—	800	mW
h_{FE} ($I_{CM} = 150$ mA)	$>$ 40	60	
f_T ($V_{CE} = 6$ V; $I_C = 50$ mA)	$>$ 50	50	MHz
I_{CBO} ($I_E = 0$; $V_{CB} = 40$)	50	—	nA
I_{CBO} ($I_E = 0$; $V_{CB} = 30$)	—	50	nA
I_B ($I_E = 150$ mA; $V_{CB} = 6$ V)	3,65	2,45	mA
$V_{CE\,sat}$ ($I_C = 150$ mA; $I_B = 15$ mA)	350	350	mV

(Da « Mullard New Product Informations ») **F. T.**

OSCILLOSCOPIO PER LABORATORIO

Si descrive in questo articolo un semplice oscilloscopio particolarmente adatto ad effettuare la maggior parte delle misure su apparecchi di bassa frequenza, radioricevitori e televisori. L'oscilloscopio è equipaggiato con un tubo a raggi catodici alimentato con tensioni basse, tutti i componenti che costituiscono il circuito sono facilmente reperibili in commercio.

Lo schema elettrico dello stadio amplificatore Y e della base dei tempi è riportato in fig. 1; lo stadio amplificatore Y è equipaggiato con due valvole ECF80, mentre la base dei tempi con una ECC81 e una EF80. In fig. 2 è riportato lo schema elettrico riguardante il tubo a raggi catodici e lo stadio alimentatore.

Stadio d'ingresso

A partire dall'ingresso Y, la tensione da misurare viene applicata, attraverso il circuito triodico di V_1, che funziona da invertitore catodico, al poteziometro R_6, questo permette la regolazione continua del coefficiente d'amplificazione.

I circuiti formati dai due pentodi di V_1 e V_2 assicurano una amplificazione di circa 60 volte con una larghezza di banda di 2,5 MHz. I condensatori C_4 e C_6 impediscono la diminuzione del guadagno alle frequenze alte.

Per evitare le distorsioni trapezoidali, le deflessioni del fascetto elettronico devono essere simmetriche. Per questa ragione, il circuito formato dal triodo di V_2 viene utilizzato come invertitore di fase a montaggio catodico. Le tensioni di uscita simmetriche sono applicate alla coppia di placchette deflettrici, che si trovano vicino al catodo, e che ricevono la tensione da misurare.

Tubo a raggi catodici DG7-32 usato nell'oscilloscopio di servizio.

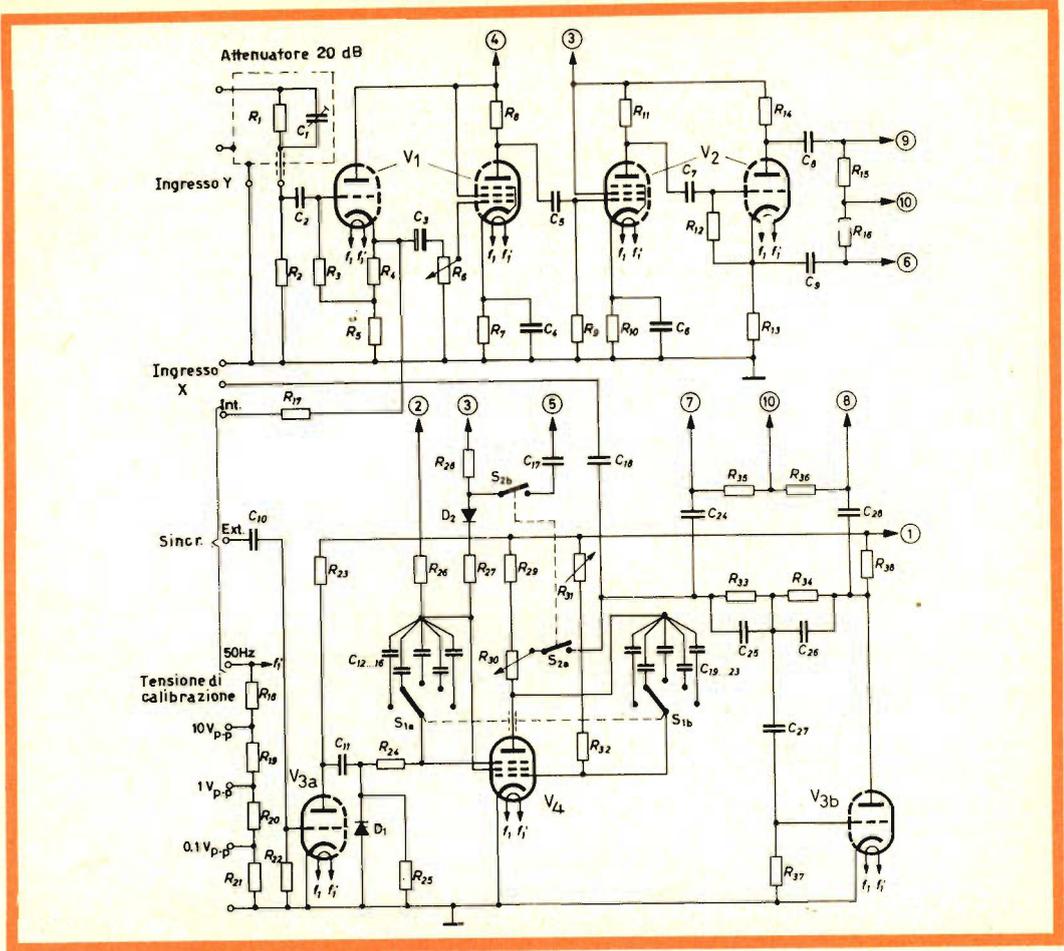



Fig. 1 - Schema elettrico dello stadio comprendente l'amplificatore Y e la base dei tempi

COMPONENTI

Resistori

R_1 = 10 MΩ 0,25 W
R_2 = 1,2 MΩ 0,25 W
R_3 = 1 MΩ 0,25 W
R_4 = 330 Ω 0,25 W
R_5 = 10 kΩ 0,25 W
R_6 = 10 kΩ 1 W lineare
R_7 = 220 Ω 0,25 W
R_8 = 5,6 kΩ 0,5 W
R_9 = 1 MΩ 0,25 W
R_{10} = 270 Ω 0,25 W
R_{11} = 5,6 kΩ 0,5 W
R_{12} = 10 MΩ 0,25 W
R_{13} = 10 kΩ 0,5 W
R_{14} = 10 kΩ 0,5 W
R_{15} = 4,7 MΩ 0,25 W
R_{16} = 4,7 MΩ 0,25 W
R_{17} = 10 kΩ 0,25 W
R_{18} = 390 Ω 0,25 W
R_{19} = 470 Ω 0,25 W
R_{20} = 47 Ω 0,25 W
R_{21} = 2 x 10 Ω 0,25 W in parallelo
R_{22} = 1 MΩ 0,25 W
R_{23} = 82 kΩ 0,25 W
R_{24} = 100 kΩ 0,25 W
R_{25} = 10 kΩ 0,25 W
R_{26} = 27 kΩ 0,5 W
R_{27} = 10 kΩ 0,25 W
R_{28} = 10 kΩ 0,25 W
R_{29} = 4,7 kΩ 0,25 W
R_{30} = 25 kΩ 1 W lineare con interr. bipolare
R_{31} = 2 MΩ 1 W lineare
R_{32} = 390 kΩ 0,25 W
R_{33} = 1 MΩ 0,25 W
R_{34} = 1,2 MΩ 0,25 W
R_{35} = 4,7 MΩ 0,25 W
R_{36} = 4,7 MΩ 0,25 W
R_{37} = 10 MΩ 0,25 W
R_{38} = 100 kΩ 0,25 W

Condensatori

C_1 =	3	pF	Trimmer
C_2 =	0,1	μF 400 V	
C_3 =	25	μF 70/80 V	elettrolitico
C_4 =	220	pF 500 V	ceramico
C_5 =	0,1	μF 400 V	
C_6 =	220	pF 500 V	ceramico
C_7 =	56	nF 400 V	
C_8 =	0,27	μF 400 V	
C_9 =	0,27	μF 400 V	
C_{10} =	1,8	nF 400 V	
C_{11} =	10	nF 400 V	
C_{12} =	50	nF 400 V	
C_{13} =	10	nF 400 V	
C_{14} =	2,2	nF 400 V	
C_{15} =	560	pF 500 V	ceramico
C_{16} =	150	pF 500 V	ceramico
C_{17} =	0,1	μF 400 V	
C_{18} =	0,1	μF 400 V	
C_{19} =	0,1	μF 400 V	
C_{20} =	20	nF 400 V	
C_{21} =	5	nF 400 V	
C_{22} =	1,2	nF 400 V	
C_{23} =	300	pF 500 V	ceramico
C_{24} =	0,27	μF 400 V	
C_{25} =	33	pF 500 V	ceramico
C_{26} =	33	pF 500 V	ceramico
C_{27} =	56	nF 400 V	
C_{28} =	0,27	μF 400 V	

Diodi

D_1 = OA 81
D_2 = OA 81

Valvole

V_1 = ECF 80
V_2 = ECF 80
V_3 = ECC 81
V_4 = EF 80

L'impedenza d'entrata dell'ingresso Y è formata dal circuito parallelo di una resistenza da 1 MΩ e di un codensatore da 20 pF. Il coefficiente di deflessione è di 100 mV/cm (il potenziometro R_6 è regolato al massimo). La gamma di frequenze nominali si estende da 2 Hz a 25 MHz. La tensione d'ingresso massima ammissibile è di 30 V.

Con l'attenuatore R_1-C_1, di 20 dB, montato in serie, l'impedenza d'ingresso è costituita dal collegameto in parallelo di una resistenza da 10 MΩ e di un condensatore da 10 pF. In questo caso il coefficiente di deflessione è allora di 1 V/cm; la gamma di frequenze nominali rimane invariata. La tensione d'ingresso massima ammissibile è portata a 300 V.

Sonda per misure di bassa frequenza

Per effettuare delle misure nella gamma di frequenze comprese fra 5 Hz e 20 kHz, si può utilizzare la sonda per le misure di BF, equipaggiata con una valvola EF86, il cui circuito è illustrato in fig. 3. L'impedenza d'ingresso della sonda è formata dal collegamento parallelo di una resistenza da 0,5 MΩ e di un condensatore da 10 pF. Il fattore di amplificazione di 100 volte che fornisce la sonda dà un coefficiente di deflessione uguale a 1 mV/cm. Quando la sonda viene collegata all'oscilloscopio per mezzo di un cavo coassiale di 75 Ω e di 60 cm di lunghezza, la gamma di frequenze nominali si estende da 5 a 20 kHz. La tensione d'ingresso massima ammissibile è di 0,3 V. Il commutatore S_4, di cui è dotata la sonda di misura, permette di commutare l'ingresso di quest'ultima sul partitore di tensione R_{57}-R_{58} con una attenuazione di 20 dB. Il coefficiente di deflessione è in questo caso di 10 mV/cm e la tensione d'ingresso massima ammissibile è di 3 V.

Calibrazione dell'amplificatore Y

Se il coefficiente di deflessione dell'amplificatore Y è noto, l'oscillogramma permetterà di determinare i valori delle tensioni. La calibrazione dell'amplificatore Y si può effettuare per mezzo delle quattro tensioni che si possono prelevare sulle relative prese. Attraverso il partitore di tensione R_{18}-R_{21}, le tensioni di calibrazione di 0,1 V_{p-p}, 1 V_{p-p}, 10 V_{p-p}, vengono fornite dall'avvolgimento di accensione del trasformatore di rete. Il partitore di tensione R_{39}-R_{40}, collegato a una metà dell'avvolgimento di alta tensione, fornisce una tensione di calibrazione di 50 V_{p-p}. I partitori di tensione di calibrazione devono essere regolati esattamente sulla tensione del trasformatore di rete usato.

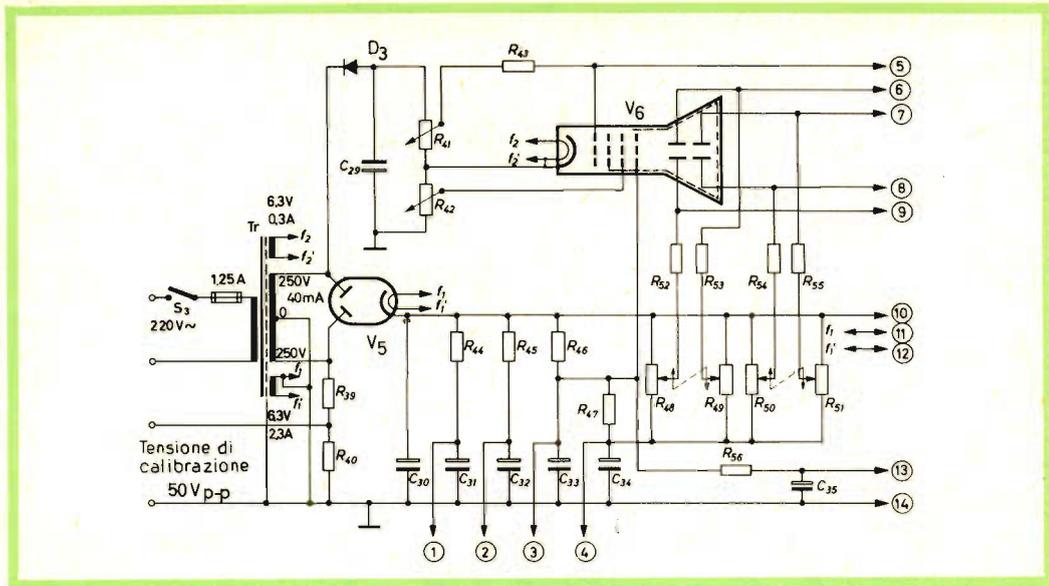



Fig. 2 - Schema elettrico dello stadio comprendente il tubo a raggi catodici e l'alimentatore.

COMPONENTI

Resistori

R_{39} = 150 kΩ 1 W
R_{40} = 22 kΩ 0,25 W
R_{41} = 50 kΩ 1 W lineare
R_{42} = 100 kΩ 1 W lineare
R_{43} = 270 kΩ 0,25 W
R_{44} = 2,2 kΩ 0,25 W
R_{45} = 2,2 kΩ 0,25 W
R_{46} = 2 x 8,2 kΩ 2 W in parallelo
R_{47} = 8,2 kΩ 2 W
R_{48}, R_{49} = 2 x 2 MΩ lineare, potenziometro doppio
R_{50}, R_{51} = 2 x 2 MΩ lineare, potenziometro doppio
R_{52} = 3,9 MΩ 0,25 W
R_{53} = 3,9 MΩ 0,25 W
R_{54} = 3,9 MΩ 0,25 W
R_{55} = 3,9 MΩ 0,25 W
R_{56} = 100 kΩ 0,5 W

Condensatori

C_{29} = 32 μF 350-385 V elettrolitico
C_{30} = 16 μF 350-385 V elettrolitico
C_{31} = 32 μF 350-385 V elettrolitico
C_{32} = 32 μF 350-385 V elettrolitico
C_{33} = 32 μF 350-385 V elettrolitico
C_{34} = 32 μF 350-385 V elettrolitico
C_{35} = 16 μF 350-385 V elettrolitico

Diodi

D_3 = BY 100

Valvole

V_5 = EZ 80
V_6 = DG 7-32 con schermo tipo 55530

Base dei tempi

La gamma di frequenze della base dei tempi si estende da 20 Hz a 20 kHz. Il pentodo V_4 funziona come un circuito « transitron ». La frequenza è determinata dalla costante di tempo formata dalle resistenze R_{31}-R_{32} e dai condensatori da C_{19} a C_{23}. Il commutatore S_1 serve per la regolazione grossolana, mentre il potenziometro R_{31} serve per la regolazione fine. Le cinque sotto gamme si influenzano leggermente. Per mezzo di S_{1a}, la capacità fra la griglia schermo e la griglia di soppressione viene applicata, in ciascuna sotto gamma, di modo che si produrrà sull'anodo una tensione a dente di sega di 150 V.

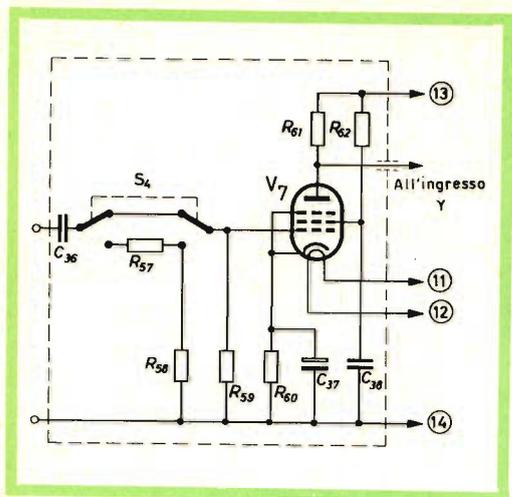



Fig. 3 - Schema elettrico della sonda per le misure di bassa frequenza.

COMPONENTI

Resistori

R_{57} = 470 kΩ 0,25 W
R_{58} = 47 kΩ 0,25 W
R_{59} = 470 kΩ 0,25 W
R_{60} = 1,5 kΩ 0,25 W
R_{61} = 120 kΩ 0,25 W
R_{62} = 470 kΩ 0,25 W

Condensatori

C_{36} = 0,1 μF 400 V
C_{37} = 100 μF 15/18 V
C_{38} = 0,1 μF 400 V

Valvole

V_7 = EF 86

Deflessione

Per mezzo del potenziometro R_{30}, la larghezza della base dei tempi può essere regolata in modo continuo fra 2 e 8 cm. La tensione della base dei tempi prelevata su R_{30} è applicata direttamente a una delle placche deflettrici mentre all'altra placca viene applicata la tensione che comanda l'inversione della fase del triodo di V_{3b}.

Quando si ruota il cursore di R_{30} verso sinistra fino alla fine, il commutatore S_2 montato sullo stesso asse, apre i suoi contatti. La deflessione orizzontale si può allora ottenere per mezzo di una tensione esistente all'ingresso X e applicata alle placchette attraverso il condensatore C_{18}. L'impedenza d'entrata dell'ingresso X è formata dal collegamento parallelo di una resistenza da 1 MΩ e di un condensatore da 25 pF. Il coefficiente di deviazione è di 20 V/cm. La gamma di frequenze nominali si estende da 5 Hz a 50 kHz. La tensione di ingresso massima ammissibile è di 200 V.

Soppressione della luminosità

Per sopprimere la luminosità dovuta al ritorno del fascetto elettronico, gli impulsi di senso negativo che hanno origine dalla griglia schermo di V_4 vengono applicati, attraverso il condensatore C_{17}, alla prima griglia del tubo a raggi catodici. Grazie all'impiego del diodo D_2, funzionante come limitatore, le creste degli impulsi risultano piatte. Quando la deflessione orizzontale è ottenuta per mezzo di una tensione esistente all'ingresso X, la soppressione della luminescenza viene eliminata per mezzo di S_{2b} in modo da evitare una modulazione non desiderata del fascetto (e dunque della luminescenza) dovuta agli impulsi che si formano in questo caso.

Sincronizzazione

Per ottenere sullo schermo del tubo a raggi catodici una immagine immobile, la tensione della base dei tempi deve essere sincronizzata con la tensione da misurare esistente alle prese dell'amplificatore Y. Quando si collegano le prese « Sincronismo interno » e « Sincronismo esterno », la tensione di sincronizzazione viene prelevata sulla uscita da una resistenza di basso valore ohmico di carico dell'impedenza precedente R_6; dunque la tensione di sincronizzazione non dipende più dal coefficiente preregolato dall'amplificatore

Y. La tensione di sincronizzazione viene amplificata dal circuito triodico di V_{3a}, limitata dal diodo D_1 e applicata alla griglia di soppressione di V_4 attraverso la resistenza R_{24}. L'impedenza d'ingresso dell'amplificatore di sincronizzazione è formata dal collegamento in parallelo di una resistenza da 1 MΩ e di un condensatore da 10 pF. La tensione d'ingresso massima ammissibile è di 200 V.

Se la tensione di sincronizzazione è prelevata su un punto del circuito da esaminare, essa potrà essere applicata direttamente all'ingresso « Sincronismo esterno » dell'amplificatore di sincronismo. Le prese « Sincronismo esterno » e « Sincronismo 50 Hz » sono collegate fra loro e di conseguenza, la sincronizzazione si effettua alla frequenza di rete.

Per mezzo dei potenziometri R_{48}, R_{49} e R_{50}, R_{51} lo « spot » provocato dal fascetto elettronico può essere spostato in senso verticale e orizzontale sullo schermo luminescente. In questo caso, il potenziale medio delle placchette deflettrici resta uguale a quello delle griglie g_2, g_4 di modo che la distorsione dell'immagine è ridotta al minimo.

Realizzazione pratica

Quando si costruisce l'oscilloscopio, si deve fare attenzione a separare perfettamente l'amplificatore Y e la base dei tempi. L'apparecchio può essere montato su un telaio avente le dimensioni seguenti: 280 mm × 150 mm × 50 mm.

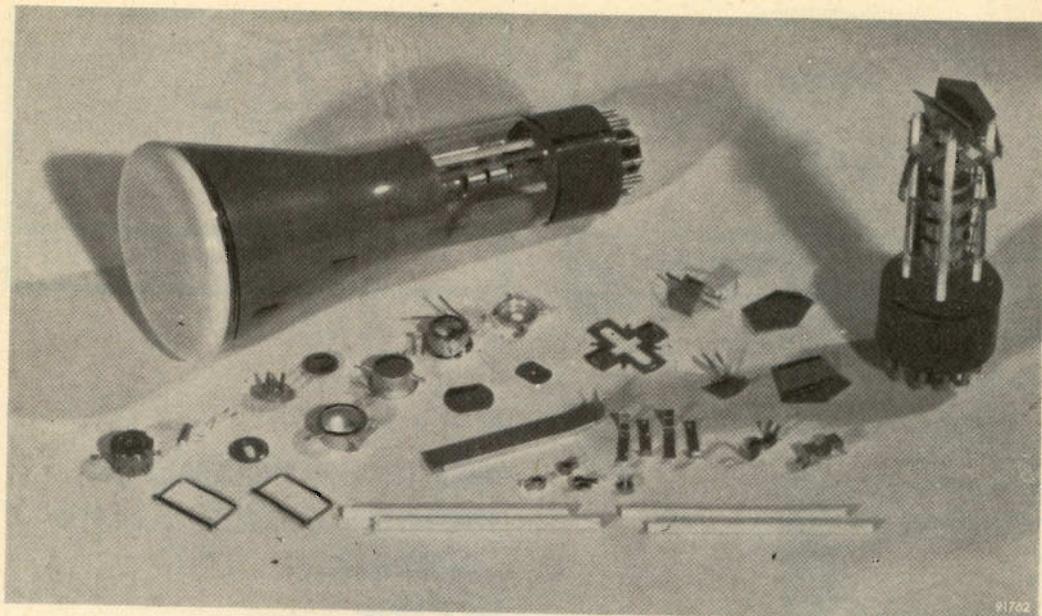
L'amplificatore Y deve essere disposto a destra del tubo a raggi catodici mentre la base dei tempi a sinistra. Il commutatore S_1 viene posto al centro del telaio. Il trasformatore di alimentazione è montato sul telaio, dietro il tubo a raggi catodici. Questa disposizione evita l'introduzione di rumore di fondo nel tubo a raggi catodici e nello stesso tempo permette di porre il trasformatore in una posizione comoda per l'impiego della gabbia di schermatura.

Tutti i fili di collegamento, e soprattutto quelli riguardanti l'amplificatore Y, devono essere più corti possibile. I componenti devono essere disposti in modo che le capacità di dispersione siano piccole confronto a massa.

Su un modello di prova, funzionante con una luminescenza e una concentrazione normale, con una frequenza della base dei tempi di 50 Hz e senza sovramodulazione dell'amplificatore Y, si sono ottenuti i valori riportati nella tabella 1, misurati rispetto a massa.

TABELLA 1

Terminali			Tensioni rilevate
V_5,	k		+310 V
C_{31}			+300 V
C_{32}			+300 V
C_{33}			+200 V
C_{34}			+105 V
V_6,	g_2 g_4	(piedino 8)	+310 V
V_6,	g_3	(piedino 4)	−100 V
V_6,	g_1	(piedino 2)	−240 V
V_6,	k	(piedino 3)	−200 V
V_1,	k_T	(piedino 8)	+ 41 V
V_1,	a_p	(piedino 6)	+ 81 V
V_1,	k_p	(piedino 7)	+ 1,5 V
V_2,	a_p	(piedino 6)	+166 V
V_2,	k_p	(piedino 7)	+ 3,1 V
V_2,	a_T	(piedino 1)	+125 V
V_2,	k_T	(piedino 8)	+ 75 V
V_{3a},	a	(piedino 6)	+120 V
V_{3b},	a'	(piedino 1)	+115 V
V_4,	a	(piedino 7)	+150 V
V_4,	g_2	(piedino 8)	+215 V
V_4,	g_3	(piedino 9)	+ 50 V

Dimensioni d'ingombro e zoccolatura del tubo a raggi catodici DG7-32.

Tubo a raggi catodici DG7-32 con il sistema di elettrodi completamente smontato.

DATI TECNICI DEL TUBO A RAGGI CATODICI DG7-32

Accensione

V_f = 6,3 V
I_f = 300 mA

Fluorescenza

Verde

Focalizzazione

Elettrostatica

Deflessione

Elettrostatica doppia - D_1 D'_1 simmetrico

Dati di impiego

$V_{g2,\ g4}$ = 500 V
V_{g3} = 0-120 V
$- V_{g1}$ = 50-100 V
M_1 = 19.....23 V/cm
M_2 = 33.....42 V/cm
M_1 (asse Y) = 0,35.....0,43 mm/V
M_2 (asse X) = 0,24.....0,30 mm/V

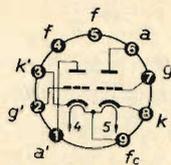
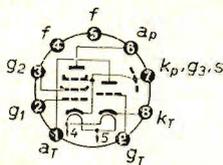
DATI TECNICI DELLE VALVOLE IMPIEGATE NELLO OSCILLOSCOPIO

ECC81

Accensione

V_f = 6,3 V - 12,6 V
I_f = 300 mA - 150 mA

Dati di impiego

V_a =	100	170	200	250	V
V_g =	—1	—1	—1	—2	V
I_a =	3	8,5	11,5	10	mA
S =	3,75	5,9	6,7	5,5	mA/V
μ =	62	66	70	60	
R_i =	16,5	11	10,5	11	kΩ

Zoccolatura del doppio triodo ECC81

Zoccolatura del triodo-pentodo ECF80

Zoccolatura del pentodo EF86

ECF80

Accensione

V_f = 6,3 V
I_f = 430 mA

Dati di impiego

Sezione pentodo

V_a	=	170	V
V_{g2}	=	170	V
V_{g1}	=	—2	V
I_a	=	10	mA
I_{g2}	=	2,8	mA
S	=	6,2	mA/V
$\mu_{g2\,g1}$	=	47	
R_i	=	0,4	MΩ
r_{g1} (f = 50 MHz)	=	10	kΩ
R_{eq}	=	1,5	kΩ

Sezione triodo

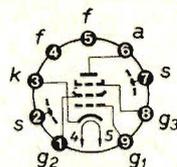
V_a	=	100	V
V_g	=	—2	V
I_a	=	14	mA
S	=	5	mA/V
μ	=	20	

EF86

Accensione

V_f = 6,3 V
I_f = 200 mA

Dati di impiego

V_a	=	250	V
V_{g3}	=	0	V
V_{g2}	=	140	V
V_{g1}	=	—2	V
I_a	=	3	mA
I_{g2}	=	0,6	mA
S	=	2	mA/V
μ_{g2g1}	=	38	
R_i	=	2,5	MΩ

EF80

Accensione

V_f = 6,3 V
I_f = 300 mA

Dati di impiego

V_a	=	170	200	250	V
V_{g3}	=	0	0	0	V
V_{g2}	=	170	200	250	V
V_{g1}	=	—2	—2,55	—3,5	V
I_a	=	10	10	10	mA
I_{g2}	=	2,5	2,6	2,8	mA
S	=	7,4	7,1	6,8	mA/V
R_i	=	0,5	0,55	0,65	MΩ
$\mu_{g1\,g2}$	=	50	50	50	
R_{eq}	=	1	1,1	1,2	kΩ
r_{g1}	=	10	12	15	kΩ

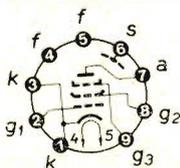
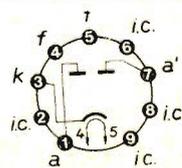
EZ80

Accensione

V_f = 6,3 V
I_f = 0,6 A

Dati di impiego

V_{tr}	=	2 × 250	2 × 275 V_{eff}
I_o	=	max 90	max 90 mA
I_{ap}	=	max 270	max 270 mA
R_t	=	min 2 × 125	min 2 × 175 Ω
C_{filt}	=	max 50	max 50 μF
V_{kfp}	=	max 500	max 500 V

(Da « Digest Concern Literature ») **F. T.**

Zoccolatura del pentodo EF80

Zoccolatura del tubo raddrizzatore EZ80.

FM

TRASMISSIONE DI UN SEGNALE STEREOFONICO VIA RADIO

In precedenza abbiamo illustrato molto sommariamente il principio di funzionamento e la tecnica di trasmissione via - radio di un programma stereofonico. In questo articolo vedremo com'è possibile « ricevere » l'informazione stereo o direzionale del segnale completo FM captato dall'antenna del ricevitore.

Il ricevitore FM-stereo è per molti aspetti identico ad un convenzionale ricevitore FM, tanto più se quest'ultimo incorpora una sezione audio dimensionata per la riproduzione di dischi stereofonici. L'unica vera differenza è la presenza nel ricevitore FM-stereo del cosiddetto « decoder » (fig. 1) dove viene « ripristinata » la sottoportante a 38 kHz e « ricuperati » dai segnali M (segnale monofonico) e SD (segnale di direzione) rispettivamente i segnali riferentesi ai suoni provenienti da destra (segnali D) e quelli provenienti da sinistra (segnali S). Il circuito « decoder » si trova tra il rivelatore FM e l'ingresso dell'amplificatore audio; al « decoder » può essere aggiunto un dispositivo che segnala se la trasmissione che si sta ricevendo è stereo o monofonica.

Nel convertitore di fig. 2a la frequenza-pilota di 19 kHz viene usata per « rigenerare » la sottoportante a 38 kHz; quest'ultima viene « aggiunta » alle bande laterali D-S e il segnale modulato che si ricava (segnale SD) viene successivamente applicato ad un circuito rivelatore. Il segnale di direzionalità (SD) riapparirà all'uscita del rivelatore AM. **Aggiungendo** a questo il segnale monofonico M, riavremo ancora il segnale S (da sinistra) mentre sottraendolo avremo il segnale D (da destra). In altre parole, il segnale S (proveniente da sinistra) è ottenuto sommando il segnale monofonico M al segnale di direzionalità SD **in fase** mentre il segnale D (proveniente da destra) è ottenuto anch'esso sommando il segnale monofonico M al segnale di direzionalità SD ma **in opposizione di fase.**

In fig. 3 è riportato un circuito di principio di un « decoder ». Le frecce indicano **le fasi** del segnale SD = S-D dopo la rivelazione. Non è difficile rendersi conto

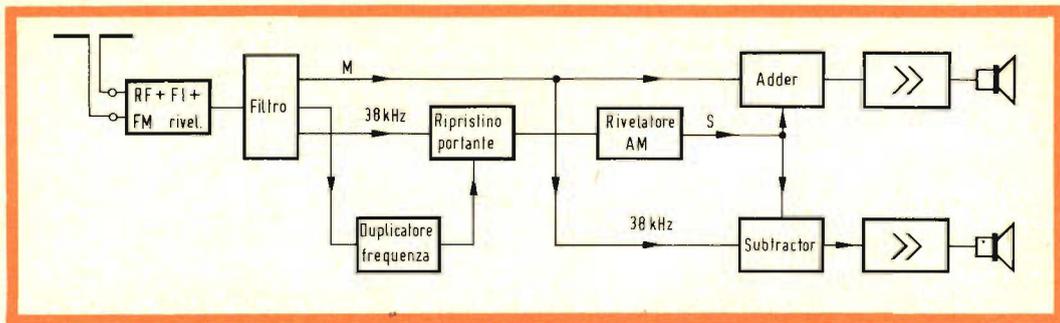



Fig. 1 - Schema a blocchi di un ricevitore FM stereo. Sono messe in particolare evidenza le funzioni del « decoder ».

di come avvenga la somma o la sottrazione dei due segnali e come si ottengono i segnali S e D separati.

Perchè il « circuito generatore » della frequenza della sottoportante a 38 kHz funzioni egregiamente è necessario che il segnale - pilota con frequenza di 19 kHz sia esente da segnali spuri; ciò richiede ovviamente un buon filtraggio. Nello stesso tempo però è necessario che non si verifichi uno « slittamento di fase » essendo della massima importanza che la sottoportante a 38 kHz « rigenerata » nel ricevitore sia perfettamente in fase con la sottoportante a 38 kHz prodotta nel trasmettitore. Altri tipi di « duplicatori di frequenza » impiegano oscillatori « agganciati » (locked).

Si possono incontrare molte varianti del circuito di fig. 3; il principio di funzionamento rimane comunque lo stesso. I condensatori di deenfasi, a seconda del circuito impiegato, possono essere impiegati o nei due amplificatori audio o nello stesso circuito decoder. Non devono comunque essere inseriti nel rivelatore a rapporto altrimenti il segnale SD verrebbe alterato.

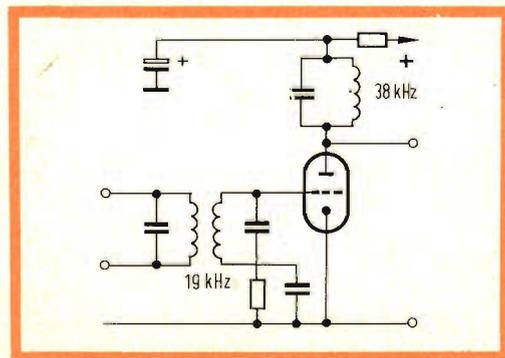



Fig. 2 - Circuito di principio per il ripristino della sottoportante a 38 kHz.

Compatibilità

Quando ad un ricevitore-stereo come quello sopra descritto, perviene un segnale monofonico, il segnale di bassa frequenza seguirà il « cammino (S-D) » e verrà applicato con uguale ampiezza all'ingresso dei due amplificatori; e ciò è effettivamente quello che si desidera. Solo un po' di « rumore » raggiungerà il rivelatore attraverso il cammino (S-D) ma perverrà all'ingresso dei due amplificatori in opposizione di fase.

Il livello di questo segnale di disturbo è basso e se non viene aggiunta una portante anche il rendimento del rivelatore sarà basso. Indipendentemente dalla presenza della portante a 19 kHz, una forte sottoportante è presente solo nel caso in cui si impieghi un oscillatore agganciato (bocked); anche il livello del disturbo sarà maggiore; e ciò può diventare assolutamente intollerabile se l'intensità di campo del segnale è relativamente bassa.

Se il segnale stereo viene ricevuto da un ricevitore monofonico la nota-pilota da 19 kHz e le bande laterali non verranno riprodotte.

csf
C.S.F. COMPONENTI ITALIA
MICROFARAD
sicurezza
in
regimi
impulsivi TV
condensatori a doppio
dielettrico
MCS esecuzione assiale
DCB per circuiti stampati
μF

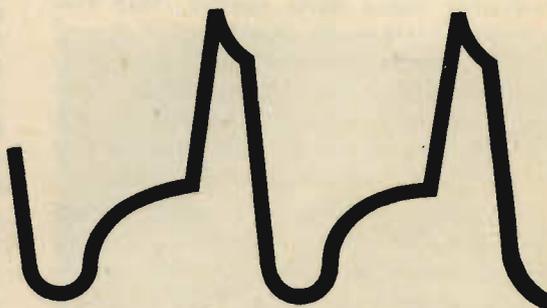
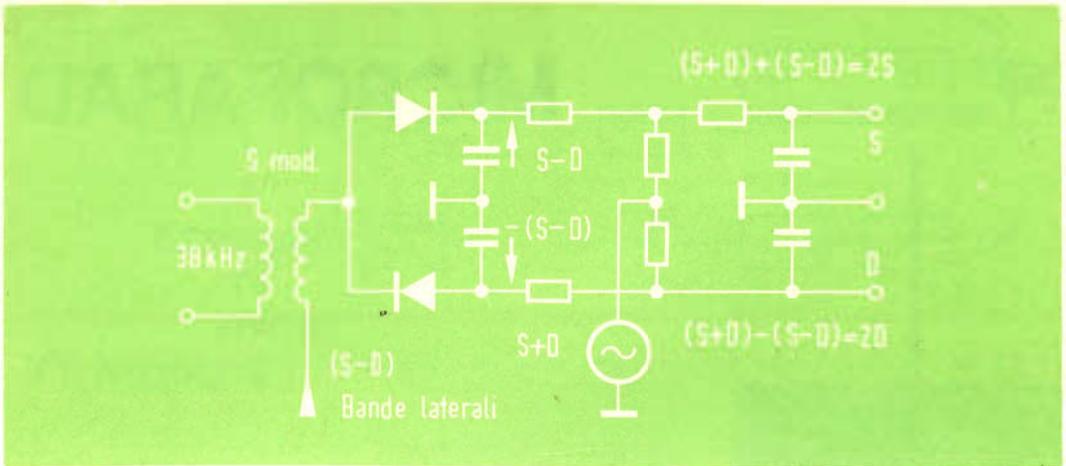



Fig. 3 - Circuito di principio per il ripristino dell'informazione audio proveniente da sinistra (S) e di quella proveniente da destra (D).

Conversione e adattamento

Perchè il segnale ricevuto sia esente da distorsioni è necessario che l'amplificatore della frequenza intermedia abbia una larghezza di banda pari a 180 kHz. In alcuni ricevitori monofonici FM (ricevitori FM convenzionali) tale larghezza di banda è inferiore a 180 kHz, arrivando perfino al valore di 120 kHz; ora, data l'ampiezza relativamente bassa dello spettro delle frequenze elevate audio, questo restringimento della banda passante non produce un deterioramento della riproduzione delle frequenze elevate-audio, per cui, per ciò che riguarda le trasmissioni monofoniche si può parlare ancora di alta fedeltà.

Viceversa, un segnale stereo modulato (S-D) viene senz'altro attenuato e distorto da un amplificatore F.I. con banda passante eccessivamente stretta. Può verificarsi la distorsione anche del segnale M per cui le terze armoniche possono cadere entro il segnale modulato S e produrre note di battimento.

Questi inconvenienti sconsigliano pertanto il cosidetto « adattamento » di un convenzionale ricevitore FM monofonico alla ricezione di segnali FM-stereo. Oltre a ciò, si tenga presente che la risposta in frequenza del discriminatore deve essere lineare per 53 kHz; ora nei convenzionali ricevitori monofonici FM tale risposta si riduce di 3 dB già a 3,18 kHz nei ricevitori costruiti in Europa mentre in quelli costruiti in America la riduzione di 3 dB avviene addirittura a 2,12 kHz a motivo della deenfasi. Oltre a ciò, le imperfezioni del rivelatore a rapporto, almeno nei ricevitori monofonici producono un'ultima perdita di circa 3 dB alla frequenza di 15 kHz. Pertanto, anche eliminando il circuito di deenfasi, non si riuscirebbe mai ad avere un rivelatore a rapporto con risposta lineare fino a 53 kHz. Pertanto, un rivelatore FM normale anche se munito di sezione audio stereo difficilmente potrà essere adattato per la ricezione della FM stereo: bisognerebbe effettuare « ritocchi » circuitali notevoli sia all'amplificatore a F.I. sia al circuito del rivelatore a rapporto. Ciò comporterebbe un lavoro ed una spesa non indifferente.

Prossimamente ci occuperemo molto più dettagliatamente del ricevitore FM stereo, scendendo a particolari costruttivi. In particolare, presenteremo un « decoder » a valvole e un decoder a transistori.

L. C.

NOVITA'

MATERIALI E COMPONENTI ELETTRONICI

Si presentano in questo articolo alcuni nuovi componenti apparsi recentemente sul mercato. In particolare si illustra: la nuova serie di transistori al silicio della Texas Instruments, l'oscilloscopio a doppia traccia G73DT della UNA, alcuni tipi di resistenze NTC adatte per varie applicazioni, una interessante manopola a demoltiplica, il misuratore elettronico automatico PM2405 della Philips e sempre della stessa ditta il gruppo di bassa frequenza 40809 a transistori.

TRANSISTORI SNOWFLAKE

La Texas Instruments ha presentato un nuovo tipo di transistore al silicio planare epitassiale, confermando la sua posizione di avanguardia nelle tecnologie di produzione dei semiconduttori. I transistori sono realizzati con la tecnica « snowflake » e sono particolarmente adatti all'impiego in circuiti in cui sono richieste forti correnti (0,8 A), alte dissipazioni (0,8 W) unitamente ad un'elevata frequenza di taglio (300 MHz).

Gli involucri in cui sono racchiusi questi transistori sono delle dimensioni TO-5 per i tipi 2N2217, 2N2218, 2N2219 e TO-18 per i tipi 2N2220, 2N2221 e 2N2222.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Per tutti i sei transistori

BV_{CBO} (I_C = 10 μA, I_E = 0) = 60 V
I_{CBO} (V_{CB} = 50 V; I_E = 0; T_a = 25°C) = 10 nA
I_{CBO} (V_{CB} = 50 V; I_E = 0; T_a = 150°C) = 10 μA

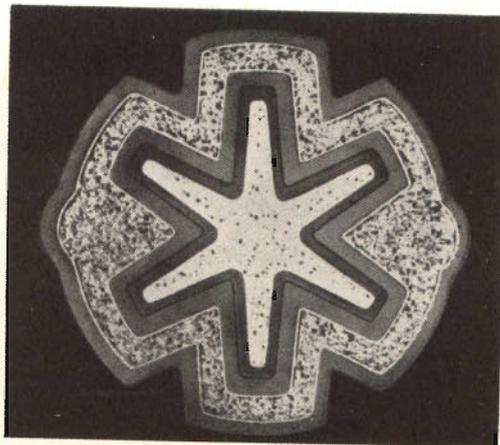
2N2217 - 2N2220

h_{FE} (V_{CE} = 10 V; I_C = 1 mA) = 12
h_{FE} (V_{CE} = 10 V; I_C = 150 mA) = 20 ÷ 60
F (V_{CE} = 20 V; I_C = 20 mA) = 280 MHz

2N2218 - 2N2221

h_{FE} (V_{CE} = 10 V; I_C = 100 μA) = 20
h_{FE} (V_{CE} = 10 V; I_C = 150 mA) = 40 ÷ 120
F (V_{CE} = 20 V; I_C = 20 mA) = 300 MHz

2N2219 - 2N2222

h_{FE} (V_{CE} = 10 V; I_C = 100 μA) = 35
h_{FE} (V_{CE} = 10 V; I_C = 150 mA) = 100 ÷ 3000
F (V_{CE} = 20 V; I_C = 20 mA) = 350 MHz

Costituzione interna del transistore al silicio planare epitassiale snowflake.

Oscilloscopio UNA a doppia traccia G 73 DT.

OSCILLOSCOPIO A DOPPIA TRACCIA G 73 DT

La UNA ha costruito un nuovo tipo di oscilloscopio a doppia traccia G 73 DT che rende possibile l'osservazione simultanea di due tracce. Questo oscilloscopio è particolarmente adatto nei casi in cui interessi conoscere e stabilire relazioni di tempo o di fase, oppure le successive modificazioni subite da una forma d'onda.

L'oscilloscopio G 73 DT è dotato di due amplificatori verticali, di caratteristiche identiche, aventi una sensibilità di 10 mV_{pp}/cm nella gamma di frequenza da 0 a 200 kHz. Un calibratore interno consente di controllare facilmente, quando lo si desideri, la taratura dei due amplificatori verticali.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Amplificatori verticali (canale A e B)

Sensibilità:	10 mV_{pp}/cm
Risposta di frequenza:	0-200 kHz in posizione CC
	2-200 kHz in posizione CA
Impedenza d'ingresso:	
	1 MΩ con 40 pF circa in parallelo

Asse dei tempi

Consente la scelta dei tre modi di funzionamento: libero, sincronizzato e comandato.

Portate
Da 100 mS/cm a 3 μS/cm

Precisione

± 5% in 10 scatti tarati con regolazione fine fra uno scatto e l'altro.

Resistenze NTC per impieghi in radio e televisione.

RESISTENZE NTC

Le resistenze NTC (Negative Temperature Coefficient) presentano un coefficiente di temperatura negativa di valore elevato. La diminuzione di resistenza che si ha con l'aumento di temperatura va dal —3 al —6 per °C.

Il materiale usato è costituito da una miscela di ossidi di varia natura, con proprietà semiconduttrici, pressati insieme ad un legame plastico e sinterizzati ad alta temperatura.

Le resistenze NTC sono prodotte dalla Philips in diversi tipi a seconda dell'impiego che devono avere, si hanno così resistenze a bastoncino, a disco, miniatura e in esecuzioni speciali.

Gli impieghi di questi particolari tipi di resistenze sono innumerevoli e ci limiteremo a citarne qualcuno: misura e regolazione della temperatura da —70 °C a + +150 °C, misura del deflusso di gas e di liquidi, temporizzazione dei relè, compensazione del coefficiente di temperatura

degli avvolgimenti di rame, avviamento progressivo dei motori, eliminazione delle sovracorrenti, ecc.

Nel campo radio e televisivo le resistenze NTC, sono impiegate per proteggere i filamenti delle valvole e della lampadina di indicazione dalle elevate correnti che si hanno all'atto dell'accensione dell'apparecchio, e come shunt per le lampadine di indicazione. Inoltre vengono usate anche per compensare l'aumento del valore delle resistenze dovuto all'aumento della temperatura in alcuni componenti come la bobina di deflessione ecc.

Le resistenze NTC miniatura sono formate da piccole perline di materiale resistente e munite di due contatti di platino a ognuno dei quali viene saldato un filo per il collegamento esterno; esse sono racchiuse in un contenitore di vetro. Queste resistenze vengono invecchiate con un trattamento preliminare e sono caratterizzate da una eccellente stabilità.

Resistenze NTC miniatura per impieghi particolari.

MANOPOLA A DEMOLTIPLICA

Questa manopola di regolazione, costruita dalla Philips è costituita da due manopole montate l'una sull'altra. La manopola inferiore, accoppiata direttamente all'asse, è destinata alla regolazione rapida, mentre la manopola superiore serve alla regolazione fine, essendo dotata di un meccanismo a demoltiplica con un rapporto di 1 : 9.

Questa manopola è costruita in modo molto accurato e la sua solidità assicura un buon funzionamento per molti anni. Essa può venire impiegata in ogni tipo di apparecchiatura professionale che richiede una rapida e nello stesso tempo accurata regolazione.

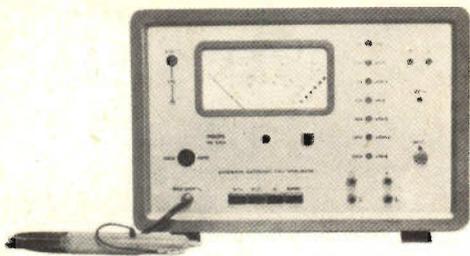
La manopola è costruita con resina sintetica mentre il congegno di demoltiplica è fatto di acciaio speciale e bronzo.

MISURATORE ELETTRONICO AUTOMATICO PHILIPS TIPO PM 2405

Questo apparecchio è particolarmente adatto per le letture rapide e precise di tensioni continue e alternate, e di resistenze.

Sia per le misure di tensione che per quelle di resistenze, il campo di misura appropriato viene selezionato automaticamente e indicato da una lampadina spia; inoltre, quando si misurano tensioni continue viene automaticamente indicata la polarità.

Queste caratteristiche rendono molto utile l'apparecchio nei laboratori e per il controllo di apparecchiature elettroniche ed elettriche. Il PM 2405 è adatto anche per misure con ponti d'impedenza o per il rilievo di curve di risposta di circuiti equalizzatori, controllo di tono, ecc.

Manopola a demoltiplica.

Misuratore elettronico automatico « Philips », tipo PM 2405.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Tensione CC

Gamma di misura: 500 mV (fondo scala) - 500 V (in 7 portate selezionate automaticamente).
Con l'impiego della sonda EAT tipo GM 6070 si possono raggiungere valori di tensione fino a 30 kV.

Tensioni CA

Gamma di misura: 500 mV (fondo scala) - 300 V (in 7 portate selezionate automaticamente).
La precisione delle letture sia in CC che in CA è minore di 2,5% a fondo scala.

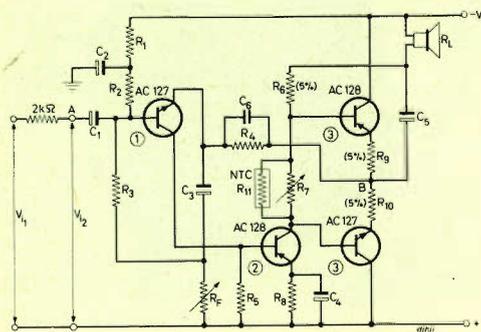
Resistenze

Gamma di misura: 10 Ω - 100 MΩ in 7 portate selezionate automaticamente.

Alimentazione

110 - 245 V, 40 - 100 Hz.

GRUPPO DI BASSA FREQUENZA 40809

La Philips ha presentato questo gruppo consistente di quattro transistori: un AC127, un AC128 e una coppia AC127/128; esso è stato progettato per essere impiegato come amplificatore di bassa frequenza con stadi finali complementari aventi una potenza di uscita di 1,2 W.

Schema elettrico base dell'amplificatore impiegante il gruppo 40809.

La coppia di transistori AC127/128 (NPN-PNP) consiste di due transistori aventi fattore di amplificazione h_{FE} di valore elevato.

Il transistore AC128 (PNP) viene usato nello stadio pilota mentre l'AC127 (NPN) è impiegato nello stadio preamplificatore.

Variando opportunamente i valori dei vari componenti, lasciando inalterato lo schema elettrico, si possono avere quattro circuiti con diversi valori di potenza d'uscita, come si può vedere dalle tabelle sotto riportate.

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Circuito		I	II	III	IV	
Tensione di alimentazione	V_s	6	6	9	9	V
Potenza d'uscita massima (d = 10%)	P_u	350	700	650	1200	mW
Tensione d'ingresso (P_u = =50 mW) senza reazione	$V_{i\,eff}$	1,8	2,1	1	1,2	mV
con una reazione di 6 dB	$V_{i\,eff}$	3,5	5	2,5	2	mV

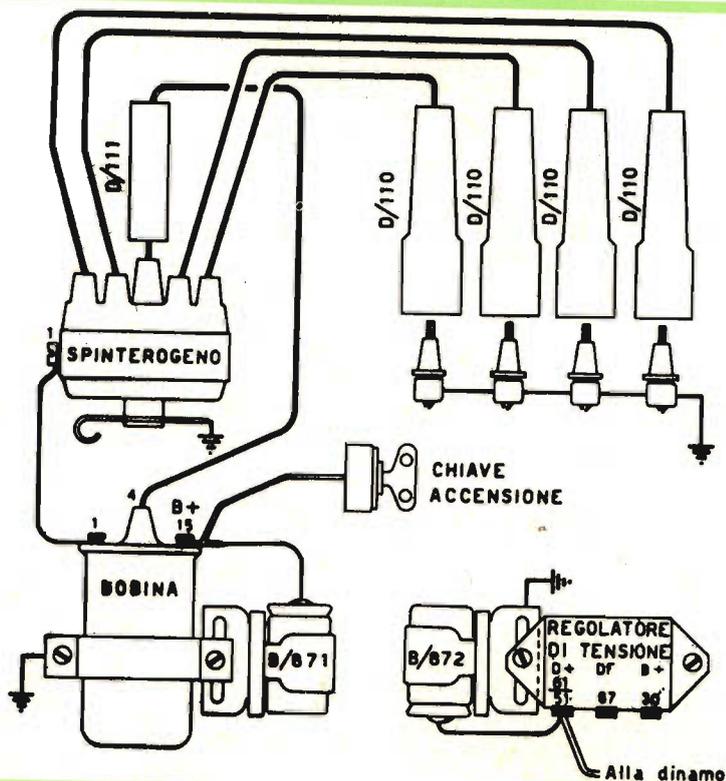
Circuito	I	II	III	IV	
R_1	1.2	2.7	6.8	2.2	kΩ
R_2	22	18	33	18	kΩ
R_3	15	15	22	15	kΩ
R_4	2.2	2.2	3.3	2.2	kΩ
R_5	1.5	2.2	1.8	1.5	kΩ
R_6 (5%)	560	270	750	510	Ω
R_7	100	75	75	100	Ω
R_8	68	75	100	39	Ω
$R_9 = R_{10}$ (5%)	1.5	0	2.4	0	Ω
R_{11} (NTC)	0	130	0	130	Ω
R_L	8	4	10	8	Ω
R_F (senza reazione)	0	0	0	0	
R_F (con reazione di 6 dB)	5.6	12	5.6	2.7	Ω
C_1	6.4	6.4	6.4	6.4	μF
C_2	100	100	100	100	μF
C_3	320	125	320	400	μF
C_4	200	160	125	200	μF
C_5	400	1000	320	400	μF
C_6	0	3900	0	0	pF

Le resistenze hanno una tolleranza del 10%, salvo diversa specificazione.

COME ELIMINARE I RADIODISTURBI NELLE AUTOMOBILI

Con una normale radiolina portatile a transistori, il tecnico montatore di autoradio riesce praticamente a regolarsi circa l'efficienza della schermatura antidisturbo realizzata sull'automobile. Con la stessa egli può pure regolarsi praticamente sulla intensità e provenienza dei disturbi causati da alcuni organi elettrici della vettura.

Se, dopo montate le resistenze antidisturbo sulle candele, sulla bobina dello spinterogeno ed i condensatori sulla dinamo e sul primario della bobina d'accensione, i radiodisturbi causati dalla accensione del motore persistessero, le cause potrebbero essere le seguenti:

— Contatti od isolamento non perfetti dei cavi d'accensione delle candele al distributore della scintilla, dal distributore alla bobina d'accensione (se questi cavi non sono perfettamente nuovi consigliamo di cambiarli).

— Bobina d'accensione non racchiusa in scatola di metallo e quindi non schermata.

— Bobina d'accensione con perdite elettriche interne.

— Eccessiva distanza tra il contatto ruotante e quelli fissi nell'interno della calotta del distributore della scintilla.

— Calotta del distributore della scintilla con perdite d'isolamento (provare a sostituirla).

— Perdita d'isolamento nella ceramica di qualche candela od eccessiva distanza fra le puntine dei loro elettrodi.

— Puntine platinate del ruttore di accensione con contatto imperfetto in apertura ed in chiusura.

— Mancanza di un collegamento di massa efficiente tra gli organi più importanti: motore, carrozzeria, batteria, e la messa a massa sicura di tutte le parti metalliche separate particolarmente dal coperchio del cofano motore.

Ricordarsi che a cofano aperto i disturbi causati dal motore sono di maggior intensità.

Ricordarsi che il collegamento dall'antenna al radioricevitore deve essere il più breve possibile.

È sconsigliato da tutti i fabbricanti di autoradio la sistemazione dell'antenna nella parte posteriore della vettura per la eccessiva lunghezza del cavo del collegamento stesso.

Nel caso si debba piazzare un'antenna la cui parte inferiore vada a finire nel cofano motore, assicurarsi di una perfetta schermatura della medesima in quanto venendosi a trovare vicinissima alla sorgente dei disturbi diventa più impegnativo evitare che vengano captati.

In sede di montaggio di un autoradio ricordarsi che i cavi di collegamento dell'autoradio all'altoparlante, all'antenna, all'alimentazione devono essere disposti in modo da non correre paralleli e vicini ad altri cavi dell'automobile onde evitare che, per accoppiamento, raccolgano i radiodisturbi del motore. I radiodisturbi causati dall'accensione del motore devono essere eliminati per primi perchè normalmente sono i più intensi e fastidiosi.

Altre sorgenti di radiodisturbi

È praticamente impossibile eliminare i disturbi provocati dall'intermittente delle frecce, dal motorino d'avviamento, ed a volte dal claxon.

I servomeccanismi elettrici sono quasi sempre sorgenti di disturbi di notevole intensità. Es.: pompa elettrica dell'alimentazione benzina, tergicristalli, motorino ricambio aria, ecc.

Per silenziarli occorre un condensatore da 0,5 μF tra il filo d'alimentazione e la massa metallica. Se il disturbo persiste, occorre mettere in serie all'alimentazione una impedenza, possibilmente su Ferroxcube, di caratteristiche adeguate, montata il più vicino possibile all'apparecchio generatore dei disturbi.

Possono essere cause di radiodisturbi di notevole intensità i pulsanti che accendono le luci di cabina quando si aprono le portiere, così pure i pulsanti od i contatti per le luci nel cofano o nel bauletto ecc. Anche tutti i morsetti e le viti dei collegamenti elettrici in tutta la vettura se non sono adeguatamente stretti, le valvole fusibili, gli interruttori, le lampadine elettriche di qualsiasi punto, il relais dei fari ecc., se non hanno un contatto ben assicurato anche con le vibrazioni causate dal motore o dalla macchina in moto, possono emettere noiosi disturbi la cui localizzazione è spesso molto laboriosa.

Altrettanto dicasi per il regolatore di minima e di massima: può generare noiosi disturbi solo a determinate velocità del motore se i loro relais hanno contatti o funzionamento instabile.

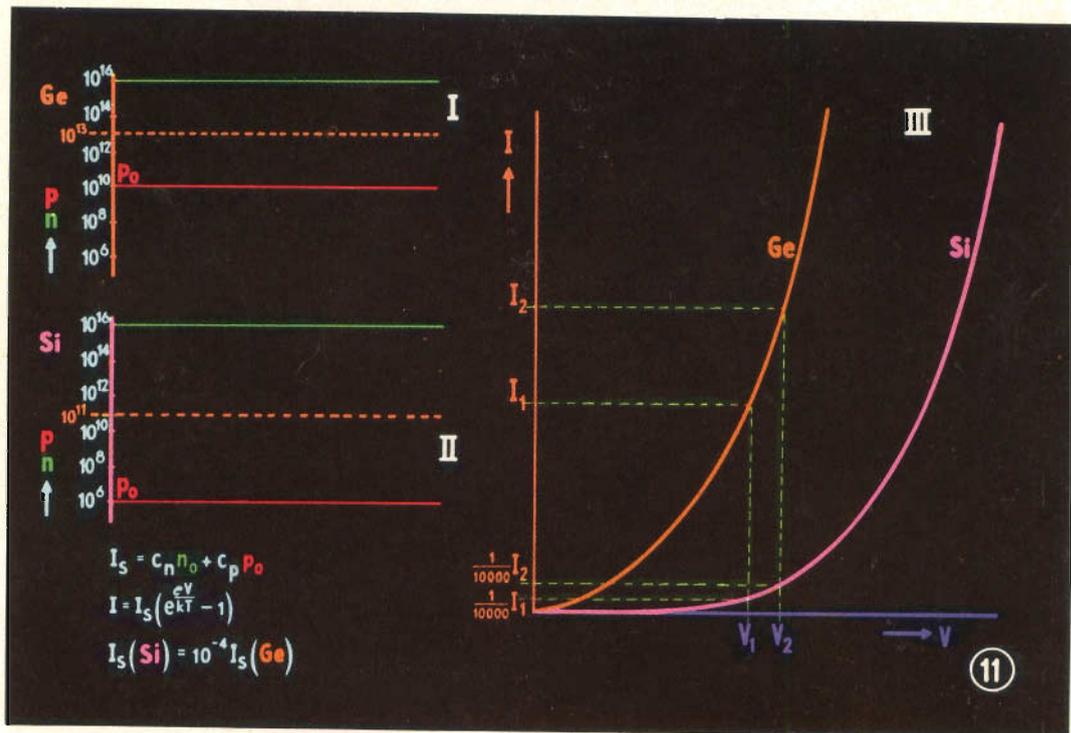
Un altro noioso disturbo può essere generato dalla dinamo per le sue spazzole consumate o per il collettore sporco.

Tenere sempre presente che tutte le scintille elettriche irradiano disturbi che vengono captati dall'apparecchio radio anche se questo funziona da tutt'altra parte e con altra alimentazione.

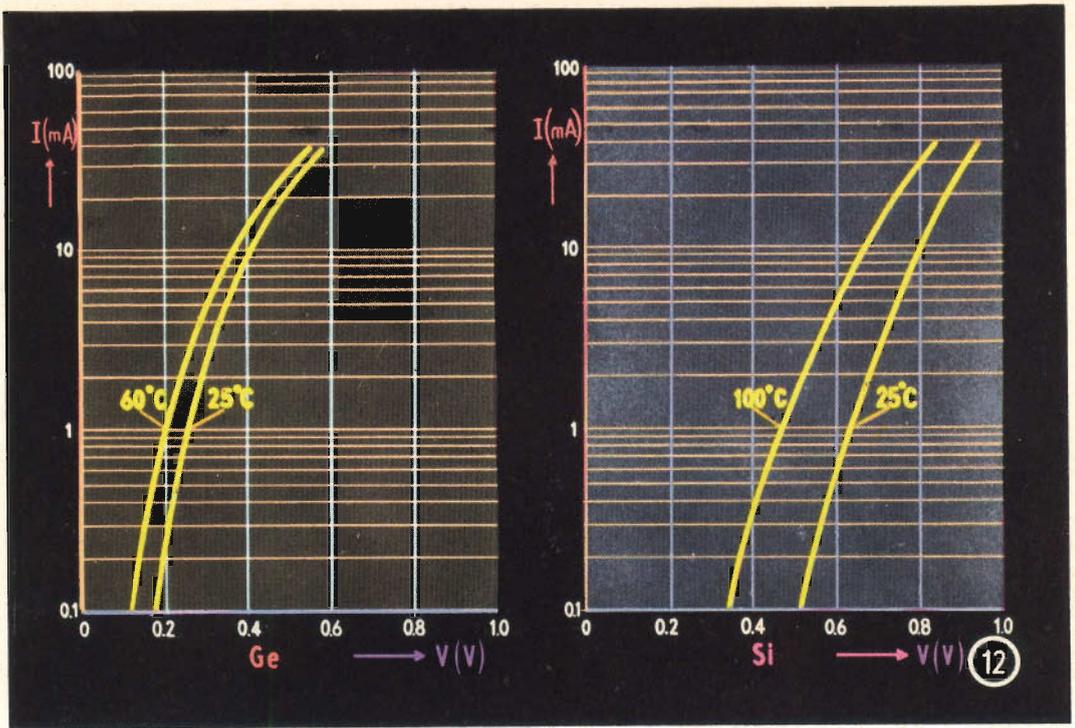
Ricordarsi che due automobili perfettamente uguali, nelle identiche condizioni di uso od anche perfettamente nuove si comportano, agli effetti dei radiodisturbi irradiati, in modo completamente diverso.

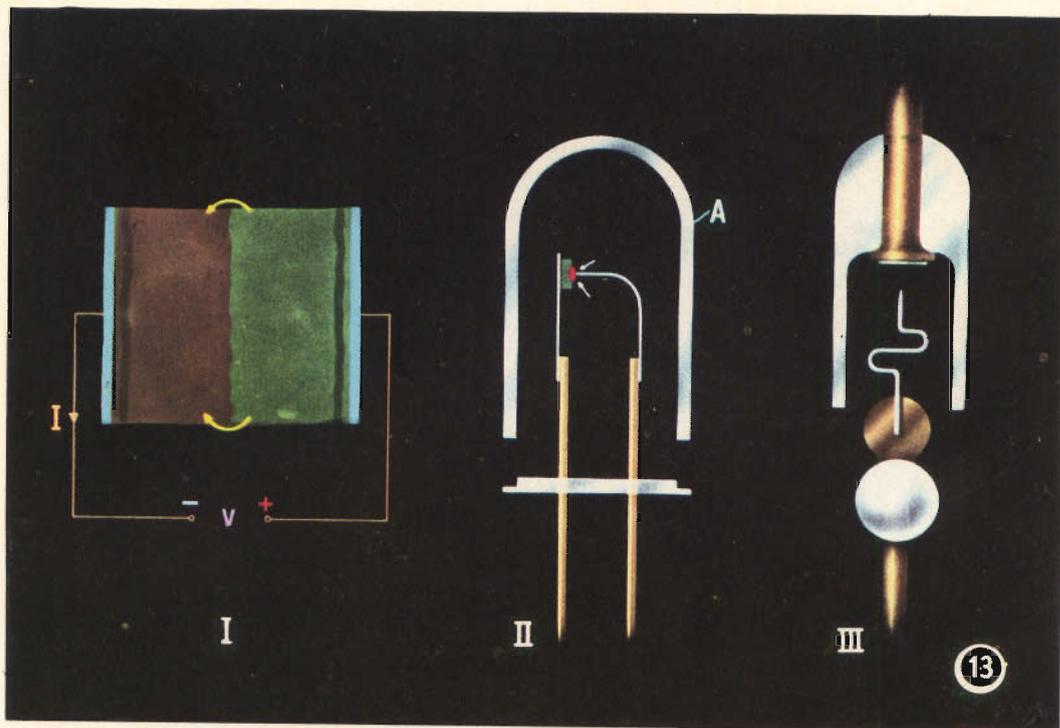
(continua dal n. 1 - 1965)

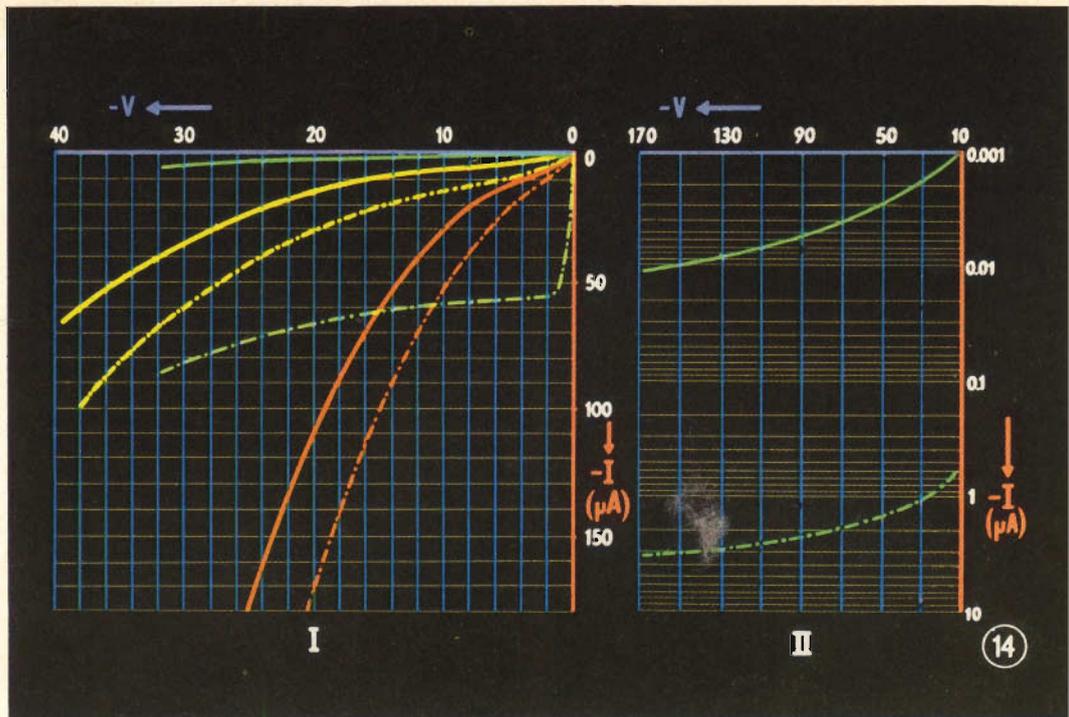
IL DIODO A CRISTALLO

dalla serie di diapositive a colori "PHILIPS"

11 CONFRONTO DELLE CARATTERISTICHE PER IL GERMANIO E PER IL SILICIO: SENSO DIRETTO

Finora si è parlato di un cristallo di germanio $P — N$. Per un cristallo di silicio i diversi valori sono alquanto differenti. Il silicio è un isolante migliore del germanio (la distanza tra banda di valenza e banda di conduzione è di 0,7 eV per il germanio e di 1,1 eV per il silicio), cioè i legami elettronici nell'atomo sono più forti. Di conseguenza la formazione di cavità e di elettroni liberi è circa un migliaio di volte minore che nel germanio, alla stessa temperatura.
Nel germanio puro la concentrazione delle cavità (p) e degli elettroni (n) a temperatura ambiente è all'incirca di $10^{13}/cm^3$ (fig. I, linee tratteggiate rosse e verdi).
Nel germanio tipo N con 10^{16} donatori/cm^3, per esempio, $n = 10^{16}$ e $p = p_o = 10^{10}$. Nel germanio tipo P con la stessa concentrazione di accettori, $p = 10^{16}$ ed $n = n_o = 10^{10}$ (tutti riferiti al cm^3).
La concentrazione di elementi minoritari in entrambe le parti di un cristallo $P — N$ determina infine l'intensità della corrente: $I_s = C_n n_o + C_p p_o$ (vedere la diapositiva 16 della parte II): qui si ha $n_o = p_o = 10^{10}/cm^3$.
Nel silicio puro la concentrazione delle cavità e degli elettroni liberi a temperatura ambiente è circa 10^{11} (linea punteggiata nella fig. II). Se, in conseguenza del drogaggio, $n = 10^{16}$, allora $p = p_o = 10^6$ (linea continua): per il silicio tipo P con la stessa concentrazione di accettori è $p = 10^{16}$ ed $n = n_o = 10^6$ (tutti per cm^3). Poichè la concentrazione degli elementi minoritari in entrambe le zone P ed N è di 10^4 volte più piccola, I_s avrà un valore minore di 10^4 volte rispetto a quella del germanio.

Quindi la corrente $I = I_s\,(e^{eV/kT} - 1)$, alla medesima temperatura e con la stessa tensione applicata, avrà per un diodo al silicio un valore diecimila volte minore di quella di un diodo al germanio di tipo equivalente.
La caratteristica diretta di un cristallo di germanio di tipo $P — N$ è rappresentata nella figura III. La curva per un cristallo di silicio dello stesso tipo si ottiene dividendo la prima per diecimila.

12 CONFRONTO TRA LE VARIAZIONI DELLA TEMPERATURA AMMISSIBILE DEI DIODI AL GERMANIO E AL SILICIO

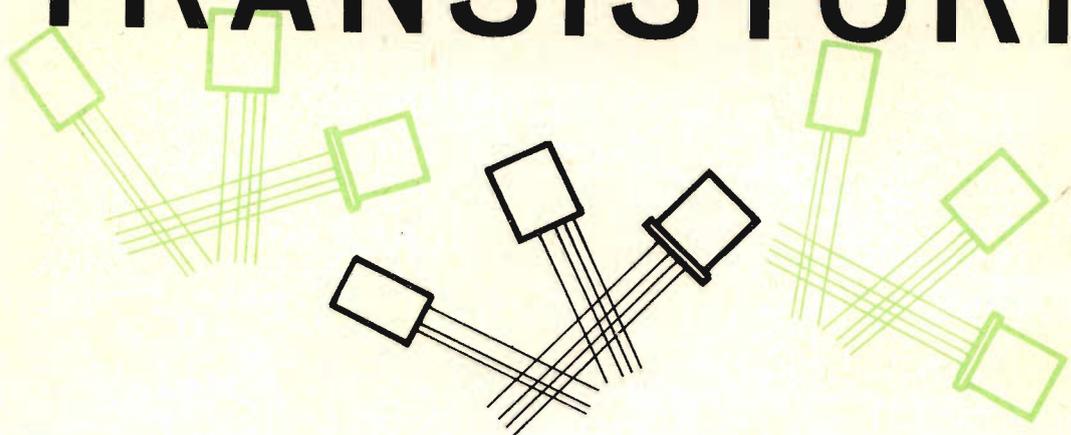
La diapositiva 10 mostrava la caratteristica diretta di tre tipi di diodi al germanio a 25°C ed a 60°C. In generale, in pratica non si deve superare una temperatura di 60°C. Se, all'esterno del diodo, vi è una temperatura superiore ai 60°C (vedi diapositiva 10), nell'interno di esso vi saranno temperature localizzate più alte, che possono provocare danni permanenti nel cristallo o distruggere le proprietà di rettificazione del diodo.
Di quanto possano essere maggiori queste temperature dipende dalla costruzione del diodo: di conseguenza non si può dare un valore fisso per la massima temperatura esterna ammissibile. L'unico valore che si può fornire è la massima temperatura della giunzione. Per il germanio essa è di 75°C e per il silicio 125°C, o maggiore a seconda della costruzione.
Il diagramma di sinistra dà, in scala logaritmica, le caratteristiche a 25°C ed a 60°C per un diodo al germanio scelto a caso. Per il silicio, potendo lavorare a temperature maggiori, fino a circa 100°C, sono date le caratteristiche a 25°C ed a 100°C per un diodo di tipo commerciale.

13 DEVIAZIONE DALLA CARATTERISTICA TEORICA: SENSO INVERSO

Secondo lo schema 7, parrebbe in teoria che la corrente in direzione inversa raggiunga la saturazione anche con tensioni basse. In pratica è stato provato che solitamente ciò non avviene e che la corrente tende ad aumentare all'aumentare della tensione. Una delle principali ragioni è che si ha una dispersione lungo la superficie del cristallo *P — N*. Come potemmo osservare nello schema 2, la superficie del cristallo presenta dei difetti dovuti all'irregolarità della sua struttura. Durante la fabbricazione, poi, la superficie viene ulteriormente danneggiata e molte impurità vengono assorbite. La superficie del cristallo è pertanto un conduttore migliore della parte interna. Se si applica una tensione inversa, questa cade quasi completamente sulla barriera ed attraverso il cristallo scorre solamente una piccola corrente. La barriera è molto sottile e, di conseguenza, l'intensità del campo elettrico è molto alta. Per tale ragione, una corrente di dispersione passerà lungo la superficie, come mostrato dalle freccie (fig. I). Più alta è la tensione applicata, più alta sarà questa corrente. Questa tensione può essere ridotta, purificando chimicamente il cristallo con un attacco chimico. Rimuovendo gli strati più esterni di atomi, le impurità chimiche e le irregolarità fisiche spariscono. In particolare può essere attaccata l'area dove la barriera appare sulla superficie. Tuttavia, a causa del metodo di fabbricazione, questo procedimento non è sempre possibile.
Nel caso del diodo a giunzione (fig. II), l'area vicino al contatto (vedi freccia) viene asportata, e quindi viene connesso l'involucro (*A*). Nel diodo a punta di contatto (fig. III), invece, la giunzione *P — N* si forma dopo che l'involucro è stato saldato (schema 5), così che il cristallo *P — N* non è più accessibile e quindi l'attacco chimico diventa impossibile. Ne deriva di conseguenza che l'eventuale riduzione della dispersione nella direzione inversa è determinata dal metodo di costruzione.

14 CARATTERISTICHE INVERSE TIPICHE *I* — *V* PER I DIODI AL GERMANIO ED AL SILICIO

Nei diodi a punta di contatto è difficile ridurre il fenomeno della dispersione, cioè, quando aumenta la tensione inversa, non si raggiunge la saturazione e la corrente continua ad aumentare. La figura a sinistra mostra le caratteristiche pratiche di due diodi al germanio a punta di contatto a 25°C (linee continue gialla e rossa) e a 60°C (linee tratteggiate). Le caratteristiche inverse di un diodo al germanio a giunzione sono rappresentate dalle linee verdi. Il diagramma a destra mostra la caratteristica inversa di un diodo al silicio a giunzione alla temperatura di 25°C (linea continua) e di 100°C (linea tratteggiata).

Lo schema 11 spiegava perchè, nelle stesse condizioni, la corrente in un diodo al silicio è sempre inferiore a quella in un diodo al germaio. Per poter fare un confronto tra le caratteristiche per entrambe le temperature, in questo grafico si usa una scala logaritmica. Solitamente non si fabbricano diodi al silicio a punta di contatto e pertanto, per questo tipo, non abbiamo mostrato alcuna caratteristica.

(continua)

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

Siamo sicuri di venire incontro ad un desiderio dei nostri lettori pubblicando a partire da questo numero, i dati tecnici dei principali transistori prodotti **in tutto il mondo fino al mese di Settembre 1964.**

La novità di queste tabelle è che i transistori non sono disposti in ordine **alfabetico e numerico** come di solito si è fatto fino ad ora ma secondo le loro **principali prestazioni,** e cioè in base alla potenza e alla frequenza di taglio.

Appare subito evidente pertanto come tali tabelle oltre che essere una fonte aggiornata di dati tecnici di tutti i transistori della produzione mondiale possano essere considerate **vere tabelle di equivalenza dei transistori.**

Abbiamo detto **vere** poichè le solite tabelle di equivalenza dei transistori in cui vicino ad un tipo sono riportate le sigle di altri tipi che, secondo l'autore, dovrebbero dare le stesse prestazioni, in pratica riservono non poche sorprese al tecnico riparatore. Questo sistema, infatti vale per le valvole ma non può applicarsi alla lettera ai transistori, i quali come tutti sanno, differiscono tra di loro già quelli dello stesso tipo e prodotti dello stesso fabbricante.

Come sono fatte queste tabelle

a) Nella prima colonna sono riportati i vari tipi di transistori disposti non in ordine **alfabetico-numerico** ma in base alla **massima dissipazione al collettore** (P_c in mW) che, com'è noto, è la caratteristica più importante di un transistore.

b) Nella seconda colonna è riportata la « frequenza di taglio » di ciascun transistore ($f\alpha_b$).

c) Nella terza « la resistenza termica » espressa in °C/mW.

Seguono, in ordine, i Valori Massimi delle tensioni e delle correnti, i Parametri « h » tipici, la capacità e il costruttore.

SIMBOLI DELLA TESTATA

BV_{CBO} = Tensione massima (breakdown) tra collettore e base (con circuito di emettitore aperto).

BV_{CEO} = Tensione massima tra collettore e emettitore (con circuito di base aperto).

BV_{CER} = Tensione massima tra collettore ed emettitore (con resistenza esterna tra base ed emettitore).

BV_{CES} = Tensione massima tra collettore ed emettitore (base collegata all'emettitore).

BV_{EBO} = Tensione massima tra emettitore e base (con circuito di collettore aperto).
C_{ob} = Capacità di uscita tra base e collettore.
$f\alpha_b$ = Frequenza di taglio (alfa) (base comune).
$f\alpha_e$ = Frequenza di taglio (beta) (emettitore comune).
f_T = Prodotto guadagno x larghezza di banda.
h_{fe} = Fattore di amplificazione di corrente (emettitore comune) (deboli segnali).
h_{FE} = Fattore di amplificazione in c.c. (emettitore comune).
h_{ie} = Impedenza d'ingresso (emettitore comune).
h_{oe} = Ammettenza di uscita (emettitore comune).
h_{re} = Rapporto di trasferimento della tensione inversa (emettitore comune).
I_B = Corrente continua di base.
I_C = Corrente continua di collettore.
I_{CBO} = Corrente di dispersione di collettore.
I_E = Corrente di emettitore.
V_{CB} = Tensione continua tra collettore e base.
V_{CE} = Tensione continua tra collettore ed emettitore.

SIMBOLI SPECIALI

Sotto il « Tipo » (Iª colonna)

□ = Di commutazione
△ = Chopper
= Tetrodo

Dopo « Max dissipazione al collettore » (IIª colonna)
Questi simboli indicano la massima temperatura ammessa.

† = 40 °C
* = 45 °C
# = 50 °C
□ = 60 °C
§ = 70 °C
$ = 100 °C
Ø = con radiatore « infinito »

Sotto $f\alpha_b$ o $f\alpha_e$ (IIIª colonna)

§ = guadagno x larghezza di banda
* = frequenza massima di oscillazione
Ø = figura di merito
△ = minima

Sotto « Max. TEMP. » (IVª colonna)

* = 50 ÷ 65 °C
Ø = 70 ÷ 80 °C
= 85 ÷ 100 °C
◇ = 110 ÷ 125 °C
$ = 140 ÷ 165 °C
§ = 170 ÷ 200 °C
V = oltre 200 °C
A = Ambiente
C = Involucro
J = Alla giunzione
S = D'immagazzinaggio

Dopo « BV_{CEO} »

= BVCEX o di perforazione

Dopo « Max I_{CBO} »

Ø = Con V_{CB} max.

Dopo « h_{fe} »

△ = Minimo
□ = Massimo
= Impulsivo

Dopo « C_{ob} »

□ = Massimo

Sotto « Struttura »

A = Lega
D = Diffusione o drift
DM = Mesa diffuso
E = Epitassiale
EM = Epitassiale MESA
F = Fusione
G = Crescita
MA = Microlega
MD = Microlega-diffusione
ME = Mesa
PA = Lega precisione
PC = Punta di contatto
PD = Lega precisione e diffusione
PE = Epitassiale planare
PL = Planare

SPIEGAZIONE DELLE SIGLE DEI COSTRUTTORI

SPR = Sprague Electric
GIC = General Istrument
APX = Philips
MATJ = Matsushita Electronics
MULB = Philips
TFHG = Telefunken
NECJ = Nippon Electric
SONY = Sony
RCA = Radio Corp. of America
SIHG = Siemens and Halske
VALG = Philips
EBAS = Ebauches S.A.
ETC = Electronic Transistor Corp.
NTBL = Newmarket Transistor
PHIL = Philco
KOKJ = Kobe Kogyo Corp.
COLF = Compagnie des Lampes
SYL = Sylvania Semiconductor
TSAJ = Tokyo Sanyo Electric
TOSJ = Tokyo Shibaura Electric
CGEF = Compagnie Generale des Composants Electroniques
HITJ = Hitachi Ltd.
NONE
MOTA = Motorola Semiconductor
RAYI = Raytheon
TII = Texas Instruments
TIIF = Texas Instruments France
FCAJ = Fujitsu Limited
RADF = Philips
PHIN = Philips Gloeilampenfabrieken

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc	Frequenza di Taglio fαb	Resistenza Termica in aria libera / MASS. TEMP.	VALORI LIMITE 25°C				Icbo Max. con Vcb max. a 25°C	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C							STRUTTURA	COSTRUTTORE
									POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE					
				BVcbo	BVceo ∅-BVces §-BVcer	BVebo	Ic		Vcb ∅-Vce	Ie ∅-Ic Δ-Ib	hfe †-hFE	hoe	hie	hre	Cob		
	(mW)	(MHz)	(°C/mw)	(V)	(V)	(V)	(V)	(µA)	(V)	(mA)		(umho)	(ohm)	(×10⁻⁴)	(pF)		
2N231	9.0	20§Δ	#S	5.0	4.0∅	5.0	3.0	6.0	3.0∅	.50∅	19Δ				5.5⍁	D	SPR
2N232	9.0*	20.0*	1.1*J	4.5			3.0	6.0	3.0	.50	24	b1.5	75		2.5	S	GIC
OC56	10†		1.5*J	7.0	3.0	7.0	5.0	1.5∅								A	APX
2SB157	10†	.50	1.5*J	7.0		7.0	5.0	10∅	2.0	.25	35					A	MATJ
2SB158	10	.70	1.5*J	7.0		7.0	5.0	10∅	.50	.25	55					A	MATJ
2SB160	10	.70	1.5*J	7.0		7.0	5.0	10∅	2.0	3.75	75†					A	MATJ
2SB159	10	.90	1.5*J	7.0		7.0	5.0	10∅	.50	.25	80					A	MATJ
OC57	10	1.40	1.5*J	7.0	3.0	7.0	10	1.5∅	2.0∅	.25	35	60	2900	17	60	A†	MULB
OC53	10	350Δ	1.5*J	7.0	3.0	7.0	5.0	1.5∅	.50	.25	35					A	APX
OC54	10†	550Δ	1.5*J	7.0	3.0	7.0	5.0	1.5∅	.50	.25	55					A	APX
OC55	10†	800Δ	1.5*J	7.0	3.0	7.0	5.0	1.5∅	.50	.25	80					A	APX
AC129	12		*J	9.0		5.0	10	12	2.0	.25	50	10	4000	5.0		A	TFKG
AF128	12	8.00	*J	9.0		5.0	10	12	2.0	.25	50					A	TFKG
2SA19	15	50.0	*J	12		.50	2.0	10∅	6.0	1.0	20	b.30	45	2.0	1.5	G	NECJ
2SA20	15	55.0	*J	12		.50	2.0	10∅	6.0	1.0	30	b.20	40	2.0	1.5	G	NECJ
2SA21	15	55.0	*J	12		.50	2.0	10∅	6.0	1.0	50	b.20	40	2.0	1.5	G	NECJ
2SA121	15	100	*J	15			2.0	8.0	6.0	1.0	24	.26	50	5.0	1.3	G	SONY
2SA122	15	100	*J	15			2.0	8.0	6.0	1.0	24	.25	50	5.0	1.3	G	SONY
2SA123	15	100	*J	15			2.0	8.0	6.0	1.0	24	.25	50	5.0	1.3	G	SONY
2SA124	15	120	*J	15			2.0	8.0	6.0	1.0	32	.25	50	5.0	1.3	G	SONY
2SA125	15	120	*J	15			2.0	2.0	6.0	1.0	49	.25	40	5.0	1.3	G	SONY
2SA215	15	120	*J	15		.50	2.0	5.0∅	6.0∅	1.0	40				1.0	G	NECJ
2SA216	15	120	*J	15		.50	2.0	5.0∅	6.0∅	1.0	40				1.0	G	NECJ
2SA213	15	140	*J	15		.50	2.0	5.0∅	6.0∅	1.0	25				1.0	G	NECJ
2SA214	15	140	*J	15		.50	2.0	5.0∅	6.0∅	1.0	25				1.0	G	NECJ
2N220	20		23 ∅S	30		10		12	4.0	.50	40Δ	b.8⍁	65⍁	15⍁	50⍁		RCA
2N175	20	.85	.30∅J	10		10	2.0	12	4.0∅	.50∅	65	25	3570	944	36	A∅	RCA
2N220	20	.85	.30∅J	10		10	2.0	12	4.0∅	.50∅	65	25	3570	944	36	A∅	RCA
OC58	20	1.60	1.5#J	7.0		7.0	10	1.5	2.0	.25	55	80	4000	17	60	A†	APX
OC60	20	1.60	#J	7.0		7.0	10	1.5	.50	.25	60					A	APX
OC59	20	2.20	1.5#J	7.0		7.0	10	1.5	2.0	.25	80	100	5100	17	60	A†	APX
2N344	20†	50.0*	1.5*J	5.0	5.0		5.0	3.0	3.0∅	.50∅	22	b5.0	100		6.0	SΔ	GIC
2N345	20†	50.0*	1.5*J	5.0	5.0		5.0	3.0	3.0∅	.50∅	66	b5.0	100		6.0	SΔ	GIC
2SA154	20	50.0	*J	15		.50	4.0	5.0∅	6.0	1.0	20	b.30	45	2.0	1.5	G	NECJ
2SA155	20	55.0	*J	15		.50	4.0	5.0∅	6.0	1.0	30	b.20	40	2.0	1.5	G	NECJ
2SA156	20	55.0	*J	15		.50	4.0	5.0∅	6.0	1.0	50	b.20	40	2.0	1.5	G	NECJ
2SA159	20	55.0	*J	15		.50	4.0	5.0∅	6.0	1.0	50	b.20	40	2.0	1.5	G	NECJ
2SA160	20	55.0	*J	15		.50	4.0	5.0∅	6.0	1.0	60	b.20	40	2.0	1.5	G	NECJ
2SA153	20	60.0	*J	15		.50	4.0	5.0∅	6.0	1.0	60	b 20	40	2.0	1.3	G	NECJ
2SA157	20	65.0	*J	15		.50	4.0	5.0∅	6.0	1.0	50	b.20	40	2.0	1.5	G	NECJ
2N346	20†	75.0*	1.5*J	5.0	5.0		5.0	3.0	3.0∅	.50∅	10Δ	b5.0	100		6.0	SΔ	GIC'
2N2451	25		#J	6.0	6.0∅		50	5.0	.25∅	10∅	25†Δ				6⍁	MA	SPR
TF65	25	.70	.50∅J	16	12	16	15	5.0	2.0	2.0∅	45	b1.8	19	4.0	25	A	SIHG
TF65/30	25	.70	.50∅J	32	24	32	15	5.0	1.0	2.0∅	45	b1.8	19	4.0	25	A	SIHG
2N240	25	25§Δ	2.2∅S	6.0	6.0	6.0		10	.10∅	8.0∅	3.2				6⍁		SPR.
2N393 ⍁	25*	25§Δ	2.2#S	6.0	6.0	6.0		5.0	3.0	.50	40Δ				6⍁		GIC
2N3148 ⍁	25*	25§Δ	2.2#S	11	6.0	5.0	50	5.0∅	3.0∅	.50	80Δ				6⍁		SPR
2N128	25	28§Δ	#S	10	4.5∅	10	5.0	3.0	3.0∅	.50∅	19Δ	b1.5	75		5⍁	D	SPR
2N1122 ⍁	25*	40§Δ	1.6#J	12	11∅		50	5.0∅	.25∅	10∅	25†Δ				6⍁	MA⍁	GIC
2N1122A⍁	25*	40§Δ	1.6#J	15	14∅		50	5.0∅	.25∅	10∅	25†Δ				6⍁	MA⍁	GIC
2N128	25	45*Δ	2.2∅S	10		10		15	3.0	.50	19Δ	b 4⍁	90⍁		5⍁		SPR
2N393 ⍁	25*	50.0§	2.2#J	6.0	6.0	6.0	50	5.0	3.0	.50	155				3.5	MA⍁	GIC
2N1427 ⍁	25*	60.0*	1.6#J	6.0	6.0∅	6.0	50	5.0	3.0	.50	120	b1.0	55	20	3.5	ME⍁	GIC
2N1411 ⍁	25*	70.0§	1.6#J	5.0	5.0∅	5.0	50	5.0	1.0∅	50∅	75†	b1.0	55	20	3.0	ME⍁	GIC
2N1411 ⍁	25*	70.0§	1.6#J	5.0	5.0∅	5.0	50	5.0	1.0∅	50∅	75†	b1.0	55	20	3.0	ME⍁	GIC
2N503	25*	350§	1.6#J	20	20∅	.50	50	100	10∅	2.0	45				1.0	MD	SPR
AF139	25*	480§	1.2∅J	20	15	.30	7.0	8.0	12∅	1.5∅	10†Δ					ME∅	APX
ES3110	27*	.30	.75*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	13				50⍁	A†	EBAS
ES3111	27*	.40	.75*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	19				50⍁	A†	EBAS
ES3112	27*	.60	.75*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	28				50⍁	A†	EBAS
ES3113	27*	.80	.75*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	40	b.75	28	2.3	50⍁	A†	EBAS
ES3114	27*	1.00	.75*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	59				50⍁	A†	EBAS
ES3115	27*	1.50	.75*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	86				50⍁	A†	EBAS
ES3116	27*	2.00	.75*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	125				50⍁	A†	EBAS
2N240	30		2.0#J		6.0		15	3.0∅	3.0	.50∅	30	b1.5	66		2.9	SΔ	GIC
2N252	30		*A		16		5.0	10							1.0	GD	ETC
2N308	30		*A	20			5.0	10							1.0	GD	ETC
2N309	30		*A	20			5.0	10							1.0	GD	ETC
2N310	30		*A	30			5.0	10							1.0	GD	ETC

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mw) / MASS. TEMP.	VALORI LIMITE 25°C BVCBO (V)	BVCEO ∅-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (V)	ICBO Max. con VCB max. a 25°C (µA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE VCB ∅-VCE (V)	IE ∅-IC Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
NKT249	30		*J	5.0			10		1.5	8.0	20					†	NTBL
AC108	30⍁	1.00	.50∅J	20			50	5.0	5.0∅	1.0∅	30Δ				25	A	SIHG
AC109	30⍁	1.00	.50∅J	20			50	5.0	5.0∅	1.0∅	50Δ				25	A	SIHG
AC110	30⍁	1.00	.50∅J	20			50	5.0	5.0∅	1.0∅	75Δ				25	A	SIHG
AF101	30	14.0	1.0∅J	20		8.0	20	6.0	.50	50		1000				A†	TFKG
2N1109	30∅	30.0	#J	16			5.0	10			20db				1.5	GD	ETC
2N1108	30∅	35.0	#J	16			5.0	10			33db				1.5	GD	ETC
2N1110	30∅	35.0	#J	16			5.0	10			29db				1.5	GD	ETC
2N1111	30∅	35.0	#J	20			5.0	10			25db				1.5	GD	ETC
2N1111A	30∅	35.0	#J	20			5.0	10			25db				1.5	GD	ETC
2N1111B	30∅	35.0	#J	27			5.0	10			25db				1.5	GD	ETC
2N1107	30∅	40.0	#J	16			5.0	10			34db				1.5	GD	ETC
OC614	30	45.0	1.0∅J	25		.80	50	6.0	.50	45						D	TFKG
AF105	30	55.0	1.0∅J	25		.80	50	6.0	.50	45						D	TFKG
OC615	30	80.0	1.0∅J	25		.80	50	6.0	.50	45						D	TFKG
2N499	30*	170§	1.3#J	30	18	.50	50	100	·10	2.0	8.5				1.3	MA	GIC
2N499	30*	170§	1.3#J	30	18	.50	50	100	10	2.0	8.5				1.3	MA	GIC
AF106	30*	220∅	.70∅J	25		.30	10	10	12	1.0∅	25	b		1.5		ME∅	SIHG
2N588	30	250*	1.3#J	15	15∅	.50	50	15							1.5	MD∅Δ	GIC
V120	30*	550§		25			5.0	10∅			40						SIHG
2N77	35	.70	*A	25			15	10	4.0∅	.70∅	55	14	2720	3.2	40	A	ETC
2N105	35	.75	.86*A	25			15	5.0∅	4.0∅	.70∅	55	16	2880	5.5	17	A	ETC
2SA137	35	5.00	#S	6.0			10	10	3.0	1.0∅	50					A	KOKJ
2SA136	35	10.0	#S	6.0			10	10	3.0	1.0∅	75					A	KOKJ
2N139	35	13.0∅	∅A	16	12	.50	15	10	9.0∅	1.0∅	48⍁		1000		9.5	AΔ	RCA
2N218	35	13.0∅	∅A	16	12	.50	15	10	9.0∅	1.0∅	48⍁		1000		9.5	AΔ	RCA
2SA107	35	20.0	#S	6.0			10	10	3.0	1.0∅	40					D	KOKJ
2SA106	35	30.0	#S	6.0			10	10	3.0	1.0∅	50					D	KOKJ
2SA105	35	75.0	#S	6.0			10	·10	3.0	1.0∅	50					D	KOKJ
2N768	35	175§	2.1#S	12	10∅	1.5	100	10	.20∅	2.0∅	40†				1.6	MDΔ	SPR
2N769 ⍁	35	900§	2.1#J	12	7.0	2.0	100	10	.50∅	20∅	55†				1.5	MD	SPR
AFY34	35∅	3500*	.16#J	40		.30	20		12∅	2.0∅	10†Δ					EM	SIHG
ES3120	36*	.30	.55*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	13				50⍁	A†	EBAS
ES3121	36*	.40	.55*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	19				50⍁	A†	EBAS
ES3122	36*	.60	.55*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	28				50⍁	A†	EBAS
ES3123	36*	.80	.55*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	40	b.75	128	2.3	50⍁	A†	EBAS
ES3124	36*	1.00	.55*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	59				50⍁	A†	EBAS
ES3125	36*	1.50	.55*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	86				50⍁	A†	EBAS
ES3126	36*	2.00	.55*J	30	15		10	6.0∅	5.0	1.0∅	125				50⍁	A†	EBAS
2SB23	40		∅J	15		5.0	10	10	6.0∅	1.0						A	TSAJ
2SB24	40		∅J	15		5.0	10	10	6.0∅	1.0						A	TSAJ
2SB97	40		1.3∅J	18		12	5.0	14	6.0	1.0	70					A∅	TOSJ
2SB321	40			12		12	50	4.0	1.5∅	.50	100	20	4000	6.0		A∅	TOSJ
2SB322	40			12		12	50	4.0	1.5∅	.50	150	19	3000	5.0		A	TOSJ
2SB323	40			12		12	50	4.0	1.5∅	.50	100	20	4000	6.0		A	TOSJ
AC164	40	.01	1.2∅J	10	10	.50	30	2.0∅	.50∅	.20	40Δ					A†	CGEF
2SB302	40	12.0		10		5.0	2.0	6.0	6.0	1.0	80	27	4500	4.0	10	A	HITJ
2N300	40	85*Δ	.88#S	7.0	4.5	5.0	20	3.0∅	3.0	.50	10Δ	b 5⍁	90⍁		4⍁	∅	NONE
2SA260	40	200§	#J	20		.40	5.0	15	6.0∅	2.0∅	10				1.5	ME	TSAJ
2SA261	40	400§	#J	20		.40	5.0	15	6.0∅	2.0∅	10				1.5	ME	TSAJ
2SA262	40	400§	#J	20		.40	5.0	15	6.0∅	2.0∅	10				1.5	ME	TSAJ
2SA263	40	400§	#J	20		.40	5.0	15	6.0∅	2.0∅	10				1.5	ME	TSAJ
2SA264	40	600§	#J	20		.40	5.0	15	6.0∅	2.0∅	10				1.5	ME	TSAJ
2SA265	40	·600§	#J	20		.40	5.0	15	6.0∅	2.0∅	10				1.5	ME	TSAJ
2N1785	45	50.0*	.75#S	10	10∅	1.0	50	10∅	6.0∅	1.0∅	40†Δ	2.0	40		3⍁	ME	SPR
2N1786	45	50.0*	.75#S	10	10∅	.50	50	10∅	6.0∅	1.0∅	15†Δ	2.0	40		3⍁	ME	SPR
2N1787	45	50.0*	.75#S	15	15∅	.50	50	10∅	6.0∅	1.0∅	25†Δ	2.0	40		3⍁	ME	SPR
2N36	50		∅	20			8.0		6.0	1.0	45						ETC
2N37	50		∅	20			8.0		6.0	1.0	30						ETC
2N38	50		∅	20			8.0		6.0	1.0	15						ETC
2N108	50		∅	20			15		6.0	1.0							ETC
2N398	50		*A	105	105	50		14∅	.35∅	5.0∅	60					AΔ	RCA
2SA161	50		#J	20			15	5.0	6.0	20	13				1.2	ME	SONY
2SA162	50		#J	20			15	5.0	6.0	20	25				1.2	ME	SONY
2SA163	50		#J	20			15	5.0	6.0	20	66				1.2	ME	SONY
2SA164	50		#J	20			15	5.0	6.0	20	13				1.2	ME	SONY
2SA165	50		#J	20			15	5.0	6.0	20	25				1.2	ME	SONY
2SA166	50		#J	20			15	5.0	6.0	20	66				1.2	ME	SONY

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mw) / MASS. TEMP.	VALORI LIMITE 25°C: BVCBO (V)	BVCEO ∅-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (V)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE: VCB ∅-VCE (V)	IE ∅-IC Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE: hoe (umho)	hie (ohm)	hre (X10-4)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2SA295	50		1.1∅J	15	15	15	50	15	1.0∅	10∅	50†					MDΔ	FCAJ
2SA324	50		.50∅J	20		.50	10	12	6.0	1.0	(24db at 10.7Mc)				3.0	D	TSAJ
2SB120	50		#S	32			20		12	2.0∅	70					A	KOKJ
2SB121	50		#S	105		50	100	14	.35∅	5.0∅	60†					AΔ	KOKJ
2SB168	50		#S	9.0		2.5	100	14	3.0	1.0∅	60					A	KOKJ
2SB169	50		#S	9.0		2.5	100	14	1.0∅	50	80†					A	KOKJ
2SB303	50		∅J	30		25	20	14								A∅	TSAJ
2SB349	50			20				20	1.5∅	10∅	150					A	TSAJ
AC160A	50		1.0∅J	15	10	10	10	2.0	4.5∅	.30∅	35	14	7000	6.5	9.0	A	TFKG
AC160B	50		1.0∅J	15	10	10	10	2.0	4.5∅	.30∅	100	14	7000	6.5	9.0	A	TFKG
OC65	50	.45	.65∅J	10	10	10	10	12	2.0	.50	30	23	2200	9.0		A†	MULB
OC66	50	.47	.65∅J	10	10	10	10	12	2.0	3.0	47	80	800	5.0		A†	MULB
2SB68	50	.50	1.2#	105		50	100		.35	5.0	60†						HITY
2SB150	50	.50	1.0∅J	105		50	40	50	1.5	5.0	60†					A	TOSJ
2N34A	50	.60	∅	25			8.0		6.0	1.0	60						ETC
2N506	50	.60	#	40			100	15	1.0	10	40						ETC
2N591	50	.70	.34∅A	32	32		20	7.0∅	12∅	2.0	70					A	RCA
2SB39	50	.85	#S		10		2.0	12∅	4.0	.50	45				40	A∅	KOKJ
2N107	50	1.00	.20*	12			10	10	5.0	1.0	19	b1.0	32	3.0	40	D	ETC
2N1265/5	50	1.00	1.2#J	10		10	100		6.0∅	1.0	75					A	SYL
2SB73	50	2.00		10		10	2.0	7.0	4.0∅	.50	80	12	4300	3.4		A	HITY
OC41	50*	4.00§	∅J	16	15		50			50	35					Δ	MULB
35T1	50	4.50	#S	20	6.0§		50	6.0	5.0	1.0	20	b		90	14		COLF
36T1	50	6.50	#S	10	6.0§		50	6.0	5.0	1.0	40	b		70	14		COLF
OC42	50*	7.00§	∅J	16	15		50			50	70					Δ	MULB
37T1	50	10.0	#S	10	6.0§		50	6.0	5.0	1.0	60	b		70	14		COLF
2SA183	50	16.0	∅J	15		15	10	10	6.0	1.0	30				13	A	TSAJ
OC43	50*	18.0§	∅J	15	15		50			50	100					Δ	MULB
2SA113	50	20.0	#S	34			10	7.0	12	1.0∅	45					A	KOKJ
2SA114	50	20.0	#S	34			10	7.0	12	1.0∅	40					A	KOKJ
2SA338	50	20.0	1.0∅J	20		.50	5.0	16∅	6.0	1.0	30				2.5	D	MATJ
2SA218	50	25.0	∅J	20		.50	10	12	6.0	1.0	48				2.5	D	TSAJ
2SA321	50	25.0	.50∅J	20		.50	10	12							3.0	D	TSAJ
GT5148	50	25.0	.83	3.0		1.0		10	.30∅	1.0	25†				6.0	MA	GIC
2SA115	50	30.0	#S	34				10	7.0	12	1.0∅	60				A	KOKJ
2SA322	50	30.0	.50∅J	20		.50	10	12							3.0	D	TSAJ
2SA339	50	30.0	1.0∅J	20		.50	5.0	16∅	6.0	1.0	60				2.5	D	MATJ
ASY24	50	30.0	∅J	50		.70	250	20	6.0	1.0	100					D	TFKG
2SA323	50	35.0	.50∅J	20		.50	10	12	6.0	1.0	(37db at 1.5Mc)				3.0	D	TSAJ
2SA219	50	40.0	∅J	20		.50	10	12	6.0	1.0	50				2.5	D	TSAJ
2SA285	50	40.0	∅J	18		.50	5.0	15	6.0∅	1.0	70				2.0	D	NECJ
2N504	50	50*Δ	1.2#J	35	25	1.0	50	10∅	12	1.0	16Δ	1.0	40∅		1.7	MD	GIC
2SA220	50	50.0	.50∅J	20		.50	10	12							3.0	D	TSAJ
2SA221	50	50.0	∅J	20		.50	10	12	6.0	1.0	75				2.5	D	TSAJ
2SA251 ∅	50	50.0	∅J	15	6.0	15	50	5.0∅	1.0∅	15∅	50†				2.5	MDΔ	FCAJ
2SA286	50	50.0	∅J	18		.50	5.0	15	6.0∅	1.0	70				2.0	D	NECJ
2SA408 ∅	50	50.0	1.1∅J	15	6.0	15	50	5.0∅	1.0∅	15∅	100†				3.0	MDΔ	FCAJ
2SA287	50	60.0	∅J	18		.50	5.0	15	6.0∅	1.0	70				2.0	D	NECJ
2SA223	50	64.0	∅J	20		.50	10	12	6.0	1.0	50				2.5	D	TSAJ
2SA222	50	70.0	.50∅J	20		.50	10	12							2.5	D	TSAJ
OC169	50	70.0	.60∅J	20		.50	10	13	6.0	1.0	100				7.0	AD∅	VALG
2N1754 ∅	50	75.0§	1.2#A	13			100	100	.50∅	40∅	50†				1.5	MD	GIC
AF114	50*	75.0§	.60∅J	20	20	1.0	10	8.0∅	6.0∅	1.0∅	150				2.5	AD†	APX
AF115	50*	75.0§	.60∅J	20	20	1.0	10	8.0∅	6.0∅	1.0∅	150					AD∅	MULB
AF116	50*	75.0§	.60∅J	20	20	1.0	10	8.0∅	6.0∅	1.0∅	150					AD∅	MULB
AF117	50*	75.0§	.60∅J	20	20	1.0	10	8.0∅	6.0∅	1.0∅	150					AD∅	MULB
OC170	50	75.0	.60∅J	20		.50	10	8.0∅	6.0	1.0	150				5.0	AD∅	MULB
OC171	50	75.0	.60∅J	20		.50	10	8.0∅	6.0	1.0	150				2.5	AD†	MULB
2SA224	50	80.0	∅J	20		.50	10	12	6.0	1.0	80				1.5	D	TSAJ
2SA227	50	80.0	.50∅J	20		.50	10	12							3.0	D	TSAJ
2SA252 ∅	50	80.0	∅J	15	6.0	15	50	5.0∅	1.0∅	15∅	150†				2.5	MDΔ	FCAJ
2SA409 ∅	50	80.0	1.1∅J	15	6.0	15	50	5.0∅	1.0∅	15∅	100†				3.0	MDΔ	FCAJ
2SA226	50	95.0	∅J	20		.50	10	12	6.0	1.0	120				1.5	D	TSAJ
2SA118	50	100	#S	30				10	12	12	1.5∅	60				D	KOKJ
2SA225	50	100	.50∅J	20		.50	10	12							3.0	D	TSAJ
2SA291	50	100	1.1∅J	20			50	5.0∅	6.0∅	4.0	40				1.5	MD	FCAJ
AFZ11	50*	100	∅J	10			10									AD∅Δ	APX
GT5149	50	100	.83	10		1.0		10	.30∅	10	25†				3.0	MA	GIC
2SA117	50	110	#S	30				10	12	12	1.5∅	40				D	KOKJ

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW) / MASS. TEMP	VALORI LIMITE 25°C BVcbo (V)	BVceo ∅-BVces §-BVcer (V)	BVebo (V)	Ic (V)	Icbo Max. con Vcb max. a 25°C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE Vcb ∅-Vce (V)	Ie ∅-Ic Δ-Ib (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2SA116	50	120	#S	30				10	12	12	1.5∅	60				D	KOKJ
AF102	50*	180§	.60∅J	25		.30	10	10∅	12∅	1.0	20Δ				1.8	AD∅	APX
2SA241	50	200§	1.0∅J	20		.40	5.0	13∅	6.0	1.0	100				1.5	AD	MATJ
2SA292	50	200§	1.1∅J	15			50	5.0∅	6.0∅	4.0	40				1.5	MD	FCAJ
2SA377	50	200§	1.0∅J	20		.40	5.0	13∅	6.0∅	1.0	100				1.5	AD	MATJ
2SA242	50	250§	1.0∅J	20		.40	5.0	13∅	6.0	1.0	100				1.5	AD	MATJ
2SA378	50	250§	1.0∅J	20		.40	5.0	13∅	6.0∅	1.0	100				1.5	AD	MATJ
2SA243	50	300§	1.0∅J	20		.40	5.0	13∅	6.0	1.0	100				1.5	AD	MATJ
2SA293	50	300§	1.1∅J	15			50	5.0∅	6.0∅	4.0	40				1.5	MD	FCAJ
2SA379	50	300§	1.0∅J	20		.40	5.0	13∅	6.0∅	1.0	100				1.5	AD	MATJ
2SA420	50	300§Δ	1.7#J	20	20∅	.50	5.0	10∅	6.0∅	2.0	20				1.5∅	ME	TSAJ
2SA419	50	350§Δ	1.7#J	20	20∅	.50	5.0	10∅	6.0∅	2.0	20				1.5∅	ME	TSAJ
2SA294	50	400§	1.1∅J	15			50	5.0∅	6.0∅	4.0	40				1.5	MD	FCAJ
2SA421	50	400§Δ	1.7#J	20	20∅	.40	5.0	10∅	12∅	2.0	25				1.2∅	ME	TSAJ
2SA422	50	500§Δ	1.7#J	20	20∅	.40	5.0	10∅	12∅	2.0	25				1.2∅	ME	TSAJ
2SA28	55		.90∅J	18		.50	5.0		6.0	1.0	30					A	TOSJ
2SA255	55	5.00	#J	12		.50	10	10	6.0	1.0	50				10	A	KOKJ
2SA254	55	10.0	#J	12		.50	10	10	6.0	1.0	80				10	A	KOKJ
2SA50	55	14.0	.90∅J	18		12	24	15	6.0	1.0	70					A	TOSJ
2SA259	55	30.0	#J	20		.50	10	10∅	6.0	1.0	45				2.2	D	KOKJ
2SA73	55	35.0	.90∅J	18		.50	5.0	10	6.0	1.0	49				1.9	D	TOSJ
2SA236	55	35.0	.90∅J	18		.50	5.0	12	6.0	1.0	50				1.7	D	TOSJ
2SA237	55	35.0	.90∅J	18		.50	5.0	12	6.0	1.0	50				1.7	D	TOSJ
2SA72	55	40.0	.90∅J	18		.50	5.0	10	6.0	1.0	49				1.9	D	TOSJ
2SA258	55	40.0	#J	20		.50	10	10∅	6.0	1.0	45				2.2	D	KOKJ
2SA93	55	45.0	.90∅J	18		.50	5.0	10	4.5	1.0	49				2.0	D	TOSJ
2SA433	55	45.0		18		.50	5.0	8.0∅	6.1	1.0	60				3.5∅	D	TOSJ
2SA92	55	50.0	.90∅J	18		.50	5.0	10	4.5	1.0	70				2.0	D	TOSJ
2SA257	55	50.0	#J	20		.50	10	10∅	6.0	1.0	60				2.2	D	KOKJ
2SA60	55	55.0	.90∅J	18		.50	5.0	10	6.0	1.0	70				1.9	D	TOSJ
2SA256	55	60.0	#J	20		.50	10	10∅	6.0	1.0	75				2.2	D	KOKJ
2SA58	55	75.0	.90∅J	18		.50	5.0	10	9.0	1.0	80				1.7	D	TOSJ
2SA57	55	85.0	.90∅J	18		12	5.0	10	9.0	1.0	80				2.5	D	TOSJ
2SA175	55	85.0	.90∅J	18		.50	5.0	10	9.0	1.0	80				1.7	D	TOSJ
2SA77	55	110	.90∅J	18		.50	5.0	10	6.0	1.0	70				1.7	D	TOSJ
2SA76	55	130	.90∅J	18		.50	5.0	10	6.0	1.0	70				1.7	D	TOSJ
2N501A	60		1.3#S	15	12∅	2.0		25	.50∅	50∅	30†Δ				3∅		GIC
2N1500	60		1.3#S	15	12∅	2.0		25	.50∅	50∅	20†Δ				3∅		GIC
2N1742	60		2.0♦S	20	20∅	.50	50	10∅	10	2.0	33†					MD	PHIL
2N1743	60		2.0♦S	20	20∅	.50	50	10∅	10	2.0	33†					MD	PHIL
2N1744	60		2.0♦S	20	20∅	.50	50	10∅	10	2.0	33†					MD	PHIL
2SB257	60		∅J	18		12	5.0	10	6.0∅	1.0∅	125†	e 45	2500	5.0	9.5	A∅	TOSJ
T2896	60		#S	20	20∅	.50		100	10∅	2.0∅	10†Δ					MD†	PHIL
989T1	60	.80	*A	24	9.0		50	40	5.0	1.0	24	b1.0	29	4.0	35		COLF
987T1	60	1.00	*A	24		5.0	200	40	1.0∅	100∅	36Δ		2.0		35		COLF
990T1	60	1.00	*A	24	9.0		50	40	5.0	1.0	36	b.80	29	4.0	35		COLF
AC150	60	1.00	∅J	30		12	50	16	6.0	2.0	85					A	TFKG
988T1	60	1.20	*A	24		5.0	200	40	1.0∅	100∅	54Δ		2.6		35		COLF
991T1	60	1.20	*A	24	9.0		50	40	5.0	1.0	54	b.60	29	4.0	35		COLF
AC122	60	1.20	∅J	30		12	50	15	6.0•	2.0	90	22	2800	4.5	21	A†	TFKG
941T1	60	1.50	*A	24		5.0	200	40	1.0∅	100∅	73Δ		4.0		35		COLF
965T1	60	1.50	*A	24	9.0		50	40	5.0∅	1.0	110	b.50	29	4.0	35		COLF
992T1	60	1.50	*A	24	9.0		50	40	5.0∅	1.0	75	b.50	29	4.0	35		COLF
T2878	60	2.40	1.3#S	20	20∅	.50	50	10∅	10∅	2.0∅	33†				1.5	ME	PHIL
2SA53	60	5.00	.80∅J	18		12	5.0	15	6.0	1.0	49				11	A	TOSJ
T2364	60	5.00§	1.3#S	20	20∅	.50		10∅	10∅	2.0∅	10†Δ					MD∅	PHIL
2SA52	60	7.00	.80∅J	18		12	5.0	15	6.0	1.0	70				11	A	TOSJ
2SA49	60	10.0	.80∅J	18		12	5.0	15	6.0	1.0	70				11	A	TOSJ
2SA101	60	15.0	.83∅J	40		.50	10	16∅	6.0	1.0	30				4.0	D	MATJ
2SA102	60	25.0	.83∅J	40		.50	10	16∅	6.0	1.0	40				4.0	D	MATJ
2SA103	60	35.0	.83∅J	40		.50	10	16∅	6.0	1.0	50				4.0	D	MATJ
AF137	60	35.0	∅J	25	15	.70		10	6.0∅	1.0∅	60				3.4	D	TFKG
2SA313	60	40.0	∅J	18		.50	5.0	6.0	6.0∅	1.0	60				2.0	D	TOSJ
2SA314	60	40.0	∅J	18		.50	5.0	6.0	6.0∅	1.0	100				2.0	D	TOSJ
AF136	60	40.0	∅J	25	15	.70		10	6.0∅	1.0∅	80				3.5	D	TFKG
AF138	60	40.0	∅J	25	15	.70		3.0	6.0∅	1.0∅	100				3.3	D	TFKG
2N1748	60	50*Δ	1.3#S	25	25∅	1.0	50	10∅	6.0	1.0	30Δ	b 1∅	40∅		2.5∅	MD	SPR
2N1752	60	50*Δ	1.3#S	12	12∅	2.0	50	10∅	6.0	1.0	30Δ	b 1∅	40∅		3∅	MD	SPR
2SA104	60	50.0	.83∅J	40		.50	10	16∅	6.0	1.0	100				4.0	D	MATJ
AF135	60	50.0	∅J	25	15	.70		10	6.0∅	1.0∅	100				2.8	D	TFKG

CONTINUA

CAMBIADISCHI AG 1025

Questo, cambiadischi, dalle eccellenti prestazioni, rappresenta quanto di meglio sia stato progettato sino ad oggi nel settore dei complessi fonografici.

L'AG 1025, oltre ad essere completamente automatico — con la possibilità di riprodurre dischi alternati di qualsiasi diametro — consente la riproduzione semiautomatica dei singoli dischi o di parte di essi, in maniera tale che i dischi risultano completamente protetti contro i pericoli dell'ordinario funzionamento manuale.

Non è qui possibile descrivere esaurientemente tutte le meticolose cure seguite durante il progetto e le prove accurate alle quali fu sottoposto il cambiadischi completo prima di passare alla costruzione in serie. Infatti, essa non ebbe inizio finchè non furono completate con successo e su larga scala una serie di prove pratiche su più di 5000 cambiadischi.

Che cos'è un cambiadischi?

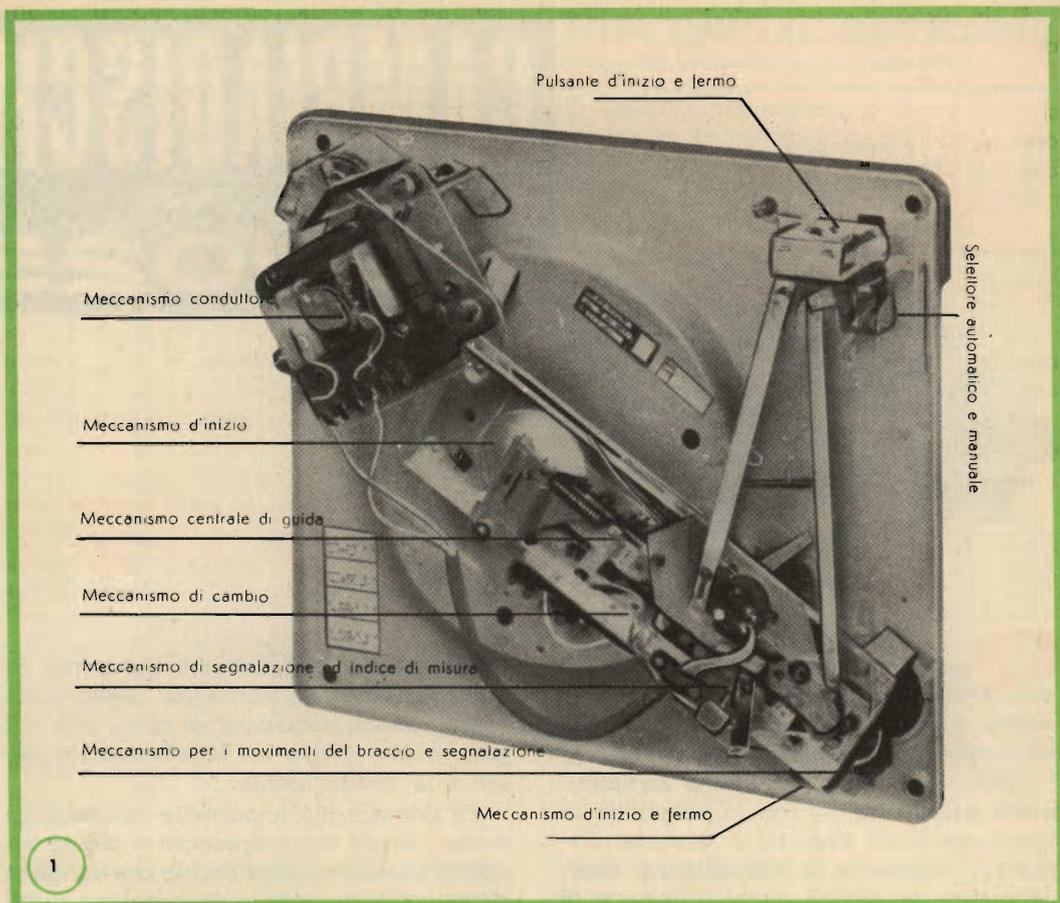
Il cambiadischi, esaminato sotto un punto di vista generale, è un apparecchio capace di eseguire automaticamente la riproduzione di una serie di dischi grammofonici.

Il progettista di un nuovo modello di cambiadischi deve quindi chiedersi quali caratteristiche, non soltanto dal punto di vista generale ma anche da quello particolare, debba possedere un complesso del genere per offrire un funzionamento veramente soddisfacente.

La prima e più importante caratteristica è che i dischi siano riprodotti il più fedelmente possibile, senza rischio che vengano danneggiati durante la riproduzione o durante il cambio.

La seconda caratteristica, connessa col funzionamento meccanico ed ugualmente importante, consiste nella possibilità di eliminare durante il funzionamento completamente automatico il disco eventualmente indesiderato e di fermare l'apparecchio in qualsiasi momento lo si desideri. In un apparecchio ideale dev'essere inoltre possibile effettuare anche una riproduzione semiautomatica dei singoli dischi.

Per comprendere il meccanismo di funzionamento di un cambiadischi è innanzi tutto utile elencare le funzioni che debbono essere svolte per effettuare il cambio di un disco.

Quando la puntina del fonorivelatore ha raggiunto il solco di uscita del disco, il braccio deve essere allontanato dal disco e disposto in una posizione esterna al cerchio di caduta del disco che segue.

Avvenuta la caduta, questo disco deve essere portato sul piatto girevole ed il braccio del fonorivelatore deve essere guidato sulla verticale del suo primo solco in modo che la puntina possa adagiarsi dolcemente.

Effettuato l'ascolto dell'ultimo disco, il braccio del pick-up dev'essere riportato nella sua posizione di riposo, in attesa di riprendere un nuovo ciclo di riproduzione sonora.

Quanto sopra costituisce una descrizione molto concisa dei complicati movimenti che devono eseguire le varie parti di un cambiadischi.

Per apprezzare completamente le eccellenti qualità del cambiadischi AG 1025 è necessaria un'analisi più dettagliata delle operazioni che esso deve compiere.

Operazioni fondamentali di un cambiadischi
(vedi fig. 1)

Tutte le operazioni di un cambiadischi sono di natura meccanica, perciò richiedono i seguenti meccanismi:

a) Un dispositivo per segnalare quando il braccio del fonorivelatore ha raggiunto l'ultimo solco del disco.

b) Un dispositivo per i movimenti verticali del braccio del fonorivelatore.

c) Un dispositivo per il movimento orizzontale del braccio del fonorivelatore.

d) Un dispositivo per portare i dischi dalla posizione in cui si trovano sul piatto del giradischi (dispositivo di cambio).

e) Un dispositivo per individuare il diametro del disco (indexer).

f) Un dispositivo per fermare il cambiadischi dopo l'ascolto dell'ultimo disco.

Tutti questi meccanismi devono mettersi in movimento esattamente al momento opportuno. Ciò richiede un elemento che controlli queste operazioni:

g) Un dispositivo centrale di guida.

Ed infine, non meno importante:

h) Il dispositivo per far ruotare il piatto.

Le varie operazioni vengono coordinate mediante impulsi. Questi possono essere così classificati:

a) Impulsi primari, che mettono in funzione il meccanismo centrale di guida e l'organo motore.

b) Impulsi secondari, forniti dal meccanismo centrale di guida agli altri dispositivi al momento opportuno.

c) Impulsi terziari che non dipendono dal meccanismo centrale di guida.

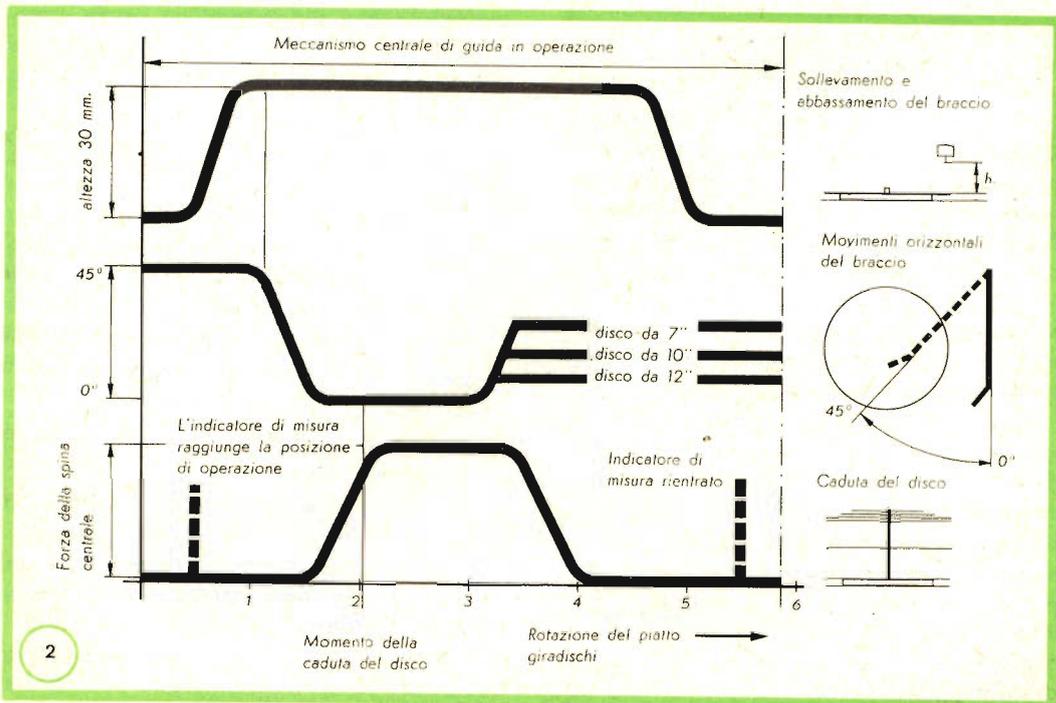
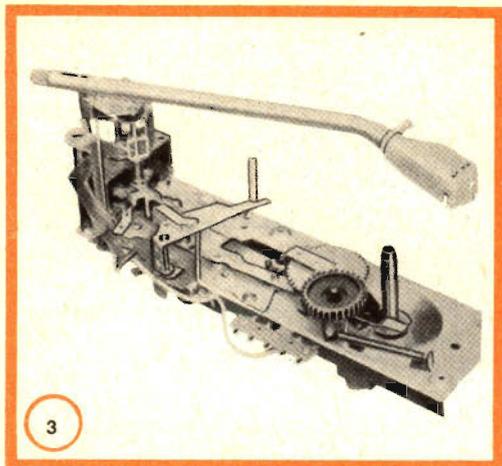
Il ciclo di cambio del meccanismo centrale di guida è diviso in varie unità di tempo che possono differire a seconda dei vari tipi di cambiadischi.

Ad istanti appropriati, il dispositivo centrale di guida fornisce impulsi secondari che mettono in funzione gli altri dispositivi.

Quando la puntina del fonorivelatore si trova sul solco di uscita del disco, ciò viene segnalato al meccanismo centrale di guida da un impulso primario che lo mette in movimento. Premendo il pulsante di « start » si ottiene lo stesso effetto, ma in questo caso viene dato un impulso primario anche al meccanismo che fa girare il piatto, nel senso che questo risulta inserito. Una volta messo in funzione, il meccanismo centrale di guida dà, innanzitutto, un impulso secondario al dispositivo per il controllo del diametro del disco. Di conseguenza, l'indicatore del diametro del disco viene messo in grado di funzionare.

I due impulsi che seguono fanno alzare il braccio del fonorivelatore dal disco e lo fanno dirigere verso l'esterno.

Quando il braccio si trova al di fuori del cerchio di caduta dei dischi, un impulso secondario permette il rilascio del disco seguente. Mentre il disco viene depositato sul piatto, l'indicatore delle dimensioni del disco (indexer) entra in fun-

3

zione segnalando il diametro al dispositivo che presiede al movimento orizzontale del braccio del fonorivelatore: questo, mediante un impulso terziario, arresta il movimento del braccio, iniziato dall'impulso precedente, esattamente in corrispondenza del primo solco del disco.

I due ultimi impulsi secondari del ciclo servono per adagiare il braccio sul disco e per ritrarre l'indicatore di diametro dai margini del disco stesso.

Quando è stato riprodotto l'ultimo disco, o dopo aver premuto il pulsante « stop », viene inviato al meccanismo centrale di guida un impulso primario che fa cambiare la sequenza delle operazioni, interrompendo l'impulso secondario che farebbe dirigere il braccio del fonorivelatore verso il disco e aggiungendo un nuovo impulso secondario che, alla fine del ciclo, toglie la corrente al motore.

Il commutatore di selezione, nella posizione « Manual », fa sì che il cambiadischi sia predisposto per una riproduzione semiautomatica dei singoli dischi.

In questo caso, se il braccio viene alzato meccanicamente, gli impulsi che azionano il meccanismo centrale di guida vengono interrotti.

Dopo aver premuto il pulsante di « start » il quale agisce soltanto sull'interruttore che dà corrente al motore, si solleva il braccio dal suo supporto e lo si dispone sul solco o all'inizio della parte desiderata del disco.

Ridisponendo il commutatore di selezione nella posizione di funzionamento automatico, il braccio si abbassa lentamente sul disco. Il meccanismo centrale di guida torna quindi di nuovo a funzionare allorchè il braccio si trova in corrispondenza del solco di uscita del disco. A questo punto il meccanismo che presiede al bloccaggio del cambiadischi segnala l'assenza di ulteriori dischi, per cui il braccio si alza dal disco e si porta sul supporto e successivamente viene tolta la corrente al motore.

Requisiti di qualità

Per un funzionamento continuo ed esente da inconvenienti, le varie operazioni eseguite dalla meccanica del cambiadischi devono essere compiute con molta precisione, senza strappi improvvisi e con tempestività, in modo da evitare interferenze.

Il ciclo complessivo di cambio deve essere comunque il più breve possibile; esso deve durare quanto basta affinchè la normale usura non possa causare malregolazioni.

Siccome non sempre si possono evitare malregolazioni dipendenti da cause esterne (per esempio, dal cambio della testina del fonorivelatore) sussiste la possibilità di effettuare una facile rimessa a punto. Altra caratteristica, non facilmente definibile, ma importante, è data dalla disposizione delle parti meccaniche che deve avere una certa logica e deve adeguarsi a quei principi fondamentali validi per tutti i cambiadischi. La fotografia della parte inferiore del cambiadischi indica la disposizione dei vari meccanismi. Questi ultimi, ad eccezione del motorino, sono montati su di un unico supporto.

Il dispositivo di « start » non è stato ancora menzionato. Poichè la messa in funzione dei vari dispositivi viene azionata dal piatto girevole, durante il ciclo di cambio, il meccanismo di start viene portato a contatto col perno del piatto, in modo da trasmettere il movimento al meccanismo centrale di guida. In questo cambiadischi, il meccanismo centrale di guida ha la forma di una striscetta scorrevole

tra due paia di guide. Durante il ciclo di cambio, questa striscetta viene spinta fuori e successivamente risospinta nella sua posizione di riposo: essendo munita di molte camme può, durante questo movimento, dirigere gli altri meccanismi.

Un cambiadischi è un apparecchio a tre dimensioni. Per studiare però il funzionamento è necessario introdurre una quarta dimensione: il tempo. Premesso ciò, i movimenti dei vari meccanismi dipendono dalla velocità del piatto girevole e possono essere espressi in funzione del numero dei giri del piatto.

Il diagramma indica tutti i movimenti iniziati dal meccanismo centrale di guida durante il tempo nel quale esso è in movimento.

Molto evidenti sono, in questo diagramma, gli intervalli tra le operazioni critiche dei « movimenti verticali del braccio », dei « movimenti orizzontali del braccio » e del « rilascio dei dischi ».

Il graduale passaggio dalla posizione di riposo a quella di movimento e viceversa riduce l'attrito e le conseguenti malregolazioni anche dopo un lungo periodo di funzionamento.

Questo apparecchio può funzionare inoltre anche come semplice giradischi manuale, con la differenza, rispetto ai normali fonoriproduttori, di non dover appoggiare la puntina sul disco o sollevarla con le mani, operazioni queste che avvengono automaticamente mediante lo spostamento preventivo di una levetta. Si ottiene anche in questo caso il vantaggio d'eliminare eventuali scalfitture ai solchi del disco allungandone in tal modo la durata.

CARATTERISTICHE COSTRUTTIVE E D'IMPIEGO

Cambio automatico di dischi di tutti i diametri, alternati tra loro

Questo cambiadischi è capace di cambiare automaticamente dischi del diametro di 17, 25, 30 cm., alternati a piacere.

Facilità di funzionamento

Grazie al suo completo automatismo, i comandi manuali si richiedono soltanto nell'azionare la manopola per la selezione delle varie velocità, i pulsanti di « Stop » e di « Start ».

L'indicatore del diametro del disco si ritrae, nella posizione di riposo, per cui non c'è alcuna difficoltà a spingere sotto detto indicatore i dischi durante il riempimento del caricatore.

Possibilità di riproduzione stereo

In questa apparecchiatura sono stati introdotti i nuovi connettori per testina a 5 terminali, appositamente progettati per la riproduzione stereo, corrispondenti ai connettori universali impiegati nella nuova serie PHILIPS « Musical equipment and radio ». Essi consentono d'impiegare la nuova serie di testine PHILIPS a cristallo, ceramiche e magnetodinamiche, a 5 spinotti terminali.

Pressione della puntina regolabile in maniera continua

Mediante una manopola disposta sulla parte terminale del braccio del fonorivelatore si può adattare la pressione della puntina a qualsiasi tipo di testina assicurando in questa maniera la minima usura del disco.

Braccio del fonorivelatore in tubo di alluminio

La caratteristica del braccio è la sua estrema leggerezza e la mancanza d'effetti di risonanza, ragione per cui la linearità della curva di risposta della testina non viene in alcun modo alterata.

Velocità uniforme del piatto

Il nuovo motore simmetrico ha un funzionamento silenzioso e i cuscinetti del piatto, eseguiti con estrema precisione, riducono al minimo l'attrito. La puleggia di trasmissione si ritrae automaticamente all'atto dell'interruzione del circuito del motore, evitando in tal modo eventuali deformazioni della stessa; ciò elimina la fluttuazione di velocità ed il rumore.

Durante il ciclo di cambiamento dei dischi, quando potrebbero effettivamente intervenire fluttuazioni di velocità, un interruttore provvede ad eliminarle anticipatamente cortocircuitando i terminali della testina.

Facile rimessa a punto

L'apparecchio è stato progettato in modo da offrire un funzionamento prolungato senza inconvenienti, tuttavia, influenze esterne, come per esempio, la sostituzione della testina con un'altra di caratteristiche diverse, possono alterare la regolazione del braccio del fonorivelatore. Essendo le viti di regolazione del braccio facilmente raggiungibili dal lato superiore del pannello di montaggio chi usa l'apparecchio potrà facilmente ritoccarne la regolazione.

Presentazione estetica

Lo stile di questo apparecchio è completamente nuovo ed interamente moderno. In particolare, il braccio pressa dischi, il braccio del fonorivelatore con la sua razionale dislocazione, nonchè il bordo anteriore in plastica, formano un insieme armonioso ed elegante.

I moderni colori pastello di questi tre elementi si armonizzano molto bene con il copripiatto e con il pannello di montaggio.

PARTICOLARITA' MECCANICHE

La fig. 3 indica la parte meccanica completa, riunita su di un unico supporto, che può essere smontato svitando quattro viti.

Apparato motore

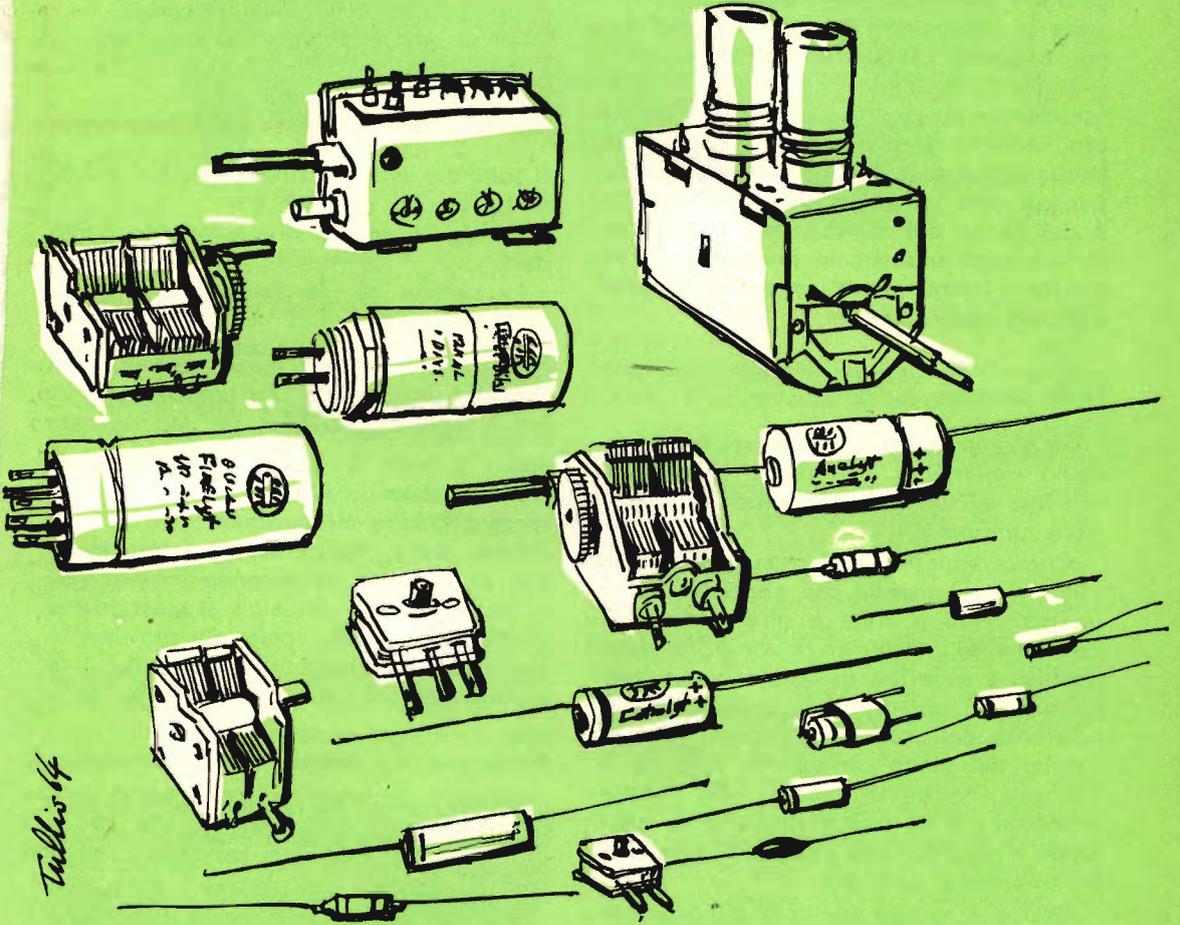
Per una riproduzione veramente perfetta dei dischi si richiede che la velocità del piatto sia perfettamente uniforme. I numerosi dispositivi incorporati nell'organo motore di questo apparecchio confermano, in modo evidente, la straordinaria attenzione dedicata al riguardo.

Il nuovo motore simmetrico è stato bilanciato meccanicamente ed elettricamente; possedendo una bobina da una parte e una dall'altra del rotore, produce in quest'ultimo una notevole omogeneità di flusso magnetico e quindi una velocità di rotazione perfettamente uniforme, con assenza quasi completa di vibrazioni.

Per impedire comunque che eventuali vibrazioni vengano trasmesse alla piastra superiore, il motore possiede una speciale sospensione costituita da tre molle, con frequenza di risonanza al di sotto del limite udibile. La puleggia del motore è

DUCATI

ELETTROTECNICA

componenti per radio e televisione

Tullio 64

DUCATI ELETTROTECNICA S.p.A.

BOLOGNA - BORGO PANIGALE - Casella Post. 588

Telegrammi e Telescrivente: Telex 51.042 Ducati

stata tornita e rettificata insieme all'albero motore come un'unità singola, così da eliminare qualsiasi eccentricità della medesima che potrebbe influenzare l'uniformità della velocità del piatto girevole.

Di grande vantaggio è la puleggia retrattile. Prove sperimentali hanno dimostrato che l'usura della puleggia motrice si verifica specialmente quando si toglie corrente al motore ed il piatto continua a girare.

La forza con cui la molla spinge la puleggia contro il piatto tende a deformare la puleggia di trasmissione medesima, causando quindi fluttuazioni di velocità quando il cambiadischi non viene fatto funzionare per molto tempo. In questo cambiadischi, la puleggia di trasmissione risulta collegata all'interruttore della rete, per cui essa viene allontanata dal piatto e dal perno del motore non appena in quest'ultimo non circola più corrente. In questa maniera quindi viene evitata qualsiasi sua deformazione.

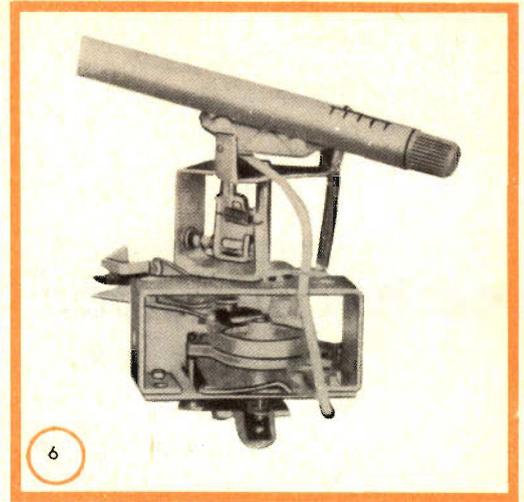
Piatto girevole

Se è importante l'organo motore, non meno importante è il piatto portadischi girevole al fine di una velocità di rotazione uniforme.

Questo apparecchio è munito di un pesante piatto girevole che appoggia su di un cuscinetto a sfere e gira intorno ad un perno di acciaio al carbonio. Le parti inferiori e superiori di questo perno hanno superfici ultrarettificate e lavorate con tolleranze dell'ordine dei micron, per cui l'attrito del piatto corrisponde soltanto a 1,5 mW. Poichè la potenza del motore ammonta a 8 W, essa è ampiamente sufficiente a garantire una velocità di rotazione perfettamente uniforme.

Grazie a questo esempio d'ingegneria di precisione, il cambiadischi offre una qualità di riproduzione quasi esente da « wow e flutter »: inferiore al 0,25%.

Il « rumble » viene ad essere ridotto ad un livello molto basso grazie, come già detto, al braccio metallico del fonorivelatore in forma tubolare e privo di risonanza; il « rumble » residuo è 36 dB al

6

di sotto del livello di riferimento N.A.R.T.B. di 1,4 cm/sec a 100 c/s.

La fig. 5 indica il meccanismo dello start.

La camma per le varie velocità è di nylon e può quindi essere messa in contatto con il piatto senza produrre alcun rumore.

La ruota-ingranaggio che innesta i propri denti nel perno-ingranaggio del piatto è pure di nylon, quindi estremamente resistente all'usura, e può ruotare senza produrre alcun rumore.

Una staffa, fissata eccentricamente da una parte su di un secondo ingranaggio di trasmissione e dall'altra al meccanismo centrale di guida, mette in movimento quest'ultimo quando il dispositivo di « start » entra in funzione (vedi fig. 5).

Movimenti del braccio del fonorivelatore

Il dispositivo che fa muovere il braccio del fonorivelatore deve essere un meccanismo di precisione in quanto questa parte dell'apparecchio rappresenta un fattore critico agli effetti della qualità della riproduzione e dell'usura del disco. Per questo motivo esso deve soddisfare a tre requisiti essenziali:

a) deve far muovere il braccio leggermente senza strascichi, sia orizzontalmente che verticalmente.

b) deve mantenere l'esatta regolazione

Cambiadischi AG 1025 Philips.

del braccio anche dopo un prolungato funzionamento (ciò può essere ottenuto soltanto con un accurato progetto e con componenti robusti).

c) deve poter facilmente regolare il braccio in tutte le direzioni con adeguata precisione; a sua volta, la correzione della pressione della puntina deve essere perfetta e sicura.

Per soddisfare il primo requisito, il supporto del braccio del fonorivelatore è reso completamente indipendente dal meccanismo che dirige i vari movimenti quando il disco gira.

Il braccio inoltre, essendo appoggiato su di una singola sfera, non ha alcun impedimento nel suo movimento orizzontale. Tale movimento è soltanto leggermente impedito dai fili di collegamento della testina.

I cinque conduttori separati e isolati tra di loro sono riuniti in un unico cavo molto sottile ed estremamente flessibile.

Il secondo requisito viene soddisfatto attuando tutte le accurate regolazioni sul supporto del braccio del fonorivelatore il quale non è esposto a forti sollecitazioni che potrebbero influire su queste regolazioni. Il complesso di accoppiamento tra il supporto del braccio e il meccanismo che presiede ai movimenti del braccio medesimo è realizzato in costruzione robusta.

La parte più importante di questo meccanismo è la ruota di attrito la quale può essere ruotata o mossa in direzione assiale dal meccanismo centrale di guida.

Quando è spinta in alto, viene a contatto con la camma di attrito del supporto del braccio, rivestita di gomma speciale, la quale contemporaneamente provvede ad alzare il braccio.

Quando è ruotato, il supporto del braccio viene rimosso per attrito. L'apparecchio praticamente non consente errori in quanto il braccio, quando è toccato dalla mano, è mosso verso l'esterno da una camma che appoggia sulla ruota di attrito. In questa maniera è impossibile che il disco possa cadere quando il braccio si trova ancora entro il cerchio di caduta.

Come abbiamo detto più sopra, le regolazioni del braccio sono riunite sul supporto del braccio medesimo e quindi sopra il pannello di montaggio, il che facilita enormemente la rimessa a punto.

SEGNALATORE DEL DIAMETRO DEI DISCHI (indexer) E RELATIVO MECCANISMO

Il compito di questo dispositivo è di stabilire il diametro del disco e di comunicarlo al dispositivo del braccio fonorivelatore.

Ovviamente, il funzionamento prolungato e sicuro del cambiadischi dipende in gran parte dalla sicurezza di funzionamento di questo dispositivo.

Siamo nel vero quando affermiamo che in meccanica la semplicità del progetto riduce le probabilità di inconvenienti. Questo dispositivo costituisce appunto un esempio di costruzione compatta, lineare, con funzionamento oltremodo semplice.

L'entità del movimento dell'indexer dipende dal diametro del disco lasciato cadere; la misura di tale diametro determina infatti mediante una molla l'entità di rotazione della staffa con le suddivisioni intorno al suo perno, indicando in questa maniera il punto contro il quale verrà a contatto l'incavatura del braccio del fonorivelatore.

Alla fine del ciclo di cambio il meccanismo centrale di guida ritrae l'indexer e muove la staffa munita di suddivisioni verso l'esterno per cui, all'inizio di un nuovo ciclo di cambio, l'ultimo impulso viene cancellato.

DATI TECNICI

Velocità del piatto: 16⅔, 33⅓, 45, 78 giri/min.

Numero massimo dei dischi: fino ad un massimo di 10.

Diametro dei dischi: 17, 25, 30 cm.

Comandi: pulsante per lo « start » e per la esclusione del disco.
Pulsante per lo « stop » immediato.
Manopola per la selezione della velocità di rotazione.
Levetta a 2 posizioni, « automatica » e « manuale » per alzare e disporre il pick-up in qualsiasi punto desiderato del disco; essa è collegata con l'interruttore del motore.

Selezione del diametro del disco: automatica mediante « indexer ».

Puleggia: automaticamente disinserita nell'attimo in cui si ferma il motore.

Fluttuazione istantanea della velocità (wow e flutter): 0,25%.

Fruscio di fondo: $\leq$ 36 dB.

Pressione verticale della puntina: regolabile a manopola.

Motore: a poli bilanciati.

Consumo: 8 W.

Tensione di alimentazione: 110/127/220 V - 50 Hz.

DIMENSIONI D'INGOMBRO

Profondità del pannello del cambiadischi: 305 mm.

Larghezza del pannello del cambiadischi: 355 mm.

Altezza inferiore dal piano del pannello: 75 mm.

Altezza superiore dal piano del pannello: 85 mm.

Peso: 4 Kg.

IL CAMBIADISCHI "PHILIPS" AG 1025 È IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI GBC E PORTA IL NUMERO DI CATALOGO R/85-1

DEFLESSIONE VERTICALE A TRANSISTORI

CON ACCOPPIAMENTO AL TRASFORMATORE

Questo articolo contiene la descrizione di un circuito di deflessione verticale che utilizza due transistor per ottenere la deflessione verticale in un cinescopio a 110° con una EAT di 18 kV. Verranno trattate quelle caratteristiche dei transistor che possono influenzare le condizioni di funzionamento del circuito oltre ai fattori che possono influire sulla stabilità del circuito stesso in relazione a variazioni della tensione di alimentazione e della temperatura. La conclusione è che le prestazioni del circuito a transistor sono paragonabili a quelle di un circuito convenzionale a valvole, all'infuori del tempo di ritorno, che nel circuito a transistor è più lungo.

Recentemente sono stati compiuti molti studi sui circuiti di deflessione verticale a transistor allo scopo di eliminare il trasformatore d'uscita verticale, dato che questo componente è relativamente costoso in un moderno ricevitore e la sua eliminazione è certamente desiderabile se contemporaneamente si ottenesse una diminuzione di costo. Tuttavia, fino ad oggi, ciò comporta l'aggiunta di un transistor di potenza, oltre ad altri componenti secondari, cosicché l'uso di un circuito senza trasformatore d'uscita non sembra per ora essere una soluzione interessante dal punto di vista economico.

Il circuito descritto in questo articolo utilizza un trasformatore d'uscita, un transistor di potenza, e un transistor di bassa potenza. Essenzialmente il circuito è simile a quello attualmente impiegato nei normali ricevitori.

Questo circuito potrà essere proficuamente usato come soluzione transitoria, sia in televisori ibridi che in apparecchi completamente transistorizzati.

Descrizione del circuito

Lo schema del circuito utilizzato per pilotare le bobine di deflessione verticale è indicato in fig. 1, il giogo è del tipo a bobine toroidali con una resistenza di 6 Ω e un'induttanza di 18 mH. Il circuito si compone di due stadi, l'ultimo dei quali è connesso, a mezzo di un opportuno trasformatore di uscita, al giogo. La tensione di pilotaggio per lo stadio d'uscita è ricavata da un circuito RC collegato all'anodica, formato da un condensatore da 50 μF e da una resistenza da 2700 Ω con in serie un potenziometro da 2.500 Ω per la regolazione dell'ampiezza. Il condensatore di carica e scarica è connesso alla base del transistor finale e al collettore del transistor pilota.

Il primo transistor, che durante la scansione è interdetto, agisce da interruttore per scaricare il condensatore generatore del dente di sega, durante il tempo corrispondente al ritorno della deflessione verticale.

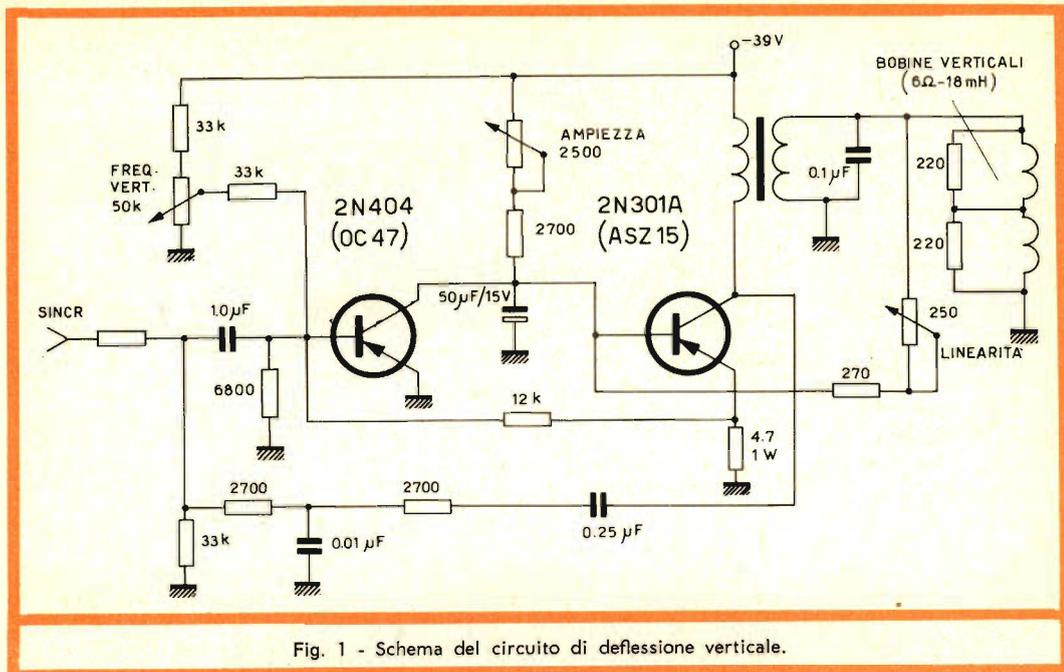



Fig. 1 - Schema del circuito di deflessione verticale.

Il primo stadio è portato in conduzione da un ampio impulso negativo sulla base ricavato dal collettore dello stadio finale mediante un condensatore da 1 μF il cui valore definisce anche la frequenza d'oscillazione.

La carica immagazzinata dal condensatore durante lo scorrimento della corrente di base a cui ha corrisposto il ritorno della scansione, serve a mantenere bloccato il transistor durante il periodo corrispondente all'andata della deflessione. Il tempo durante il quale il transistor è interdetto dipende principalmente dal valore del condensatore e dei componenti che costituiscono la rete di scarica ivi incluso il potenziometro del comando di frequenza verticale.

Altri due segnali vengono portati alla base del transistor-interruttore in modo da fornire alla base verso la fine della traccia, una tensione rapidamente crescente di polarità negativa. Il transistor risulta d'altra parte relativamente immune nei confronti di eventuali impulsi disturbanti provenienti dal separatore di sincronismi. Il primo segnale di polarità negativa è ricavato dal collettore dello stadio d'uscita e riportato alla base del 1° transistor a mezzo della stessa rete che riporta l'impulso dovuto al ritorno. La rete di reazione costituisce un filtro passo alto in modo che le componenti a bassa frequenza del dente di sega presente sul collettore del transistor finale non vengano riportate alla base del transistor-interruttore, mentre vi arrivano le componenti a frequenza maggiore sotto forma di impulso a forma di « S ».

Il secondo segnale negativo è ricavato dall'emettitore dello stadio finale e portato alla base del primo transistor per mezzo di una resistenza da 12 kΩ. La forma della tensione risultante sulla base del primo stadio è indicata in fig. 2.

Lo stadio d'uscita

Nello stadio finale è stato impiegato un transistor 2N301A (o equiv. ASZ15). La corrente di collettore è formata da una componente a dente di sega che viene fornita all'impedenza riflessa del giogo, più una componente parabolica fornita all'induttanza dispersa del primario del trasformatore.

Un transistor di potenza con una caratteristica di trasferimento lineare, (β costan-

te) necessità di una corrente in ingresso che cresca più velocemente di un aumento lineare. Per avere dei condensatori di dimensioni pratiche e con una tensione di alimentazione di 40 V circa, la resistenza di emettitore del transistor finale e il suo β determineranno approssimativamente il tratto resistivo della costante di tempo RC del dente di sega.

La resistenza d'emettitore è limitata sia dalla caduta di tensione che su di essa può essere tollerata, sia, ma in modo minore, dall'aumento di dissipazione del circuito che si ha quando si aumenta la resistenza. Con una resistenza di emettitore di 4,7 Ω e con un β tipico del transistor di potenza, la costante di tempo del dente di sega generato è dell'ordine del periodo di deflessione.

Questo tempo risulta inadeguato se si desidera un aumento lineare nella corrente erogata dallo stadio finale, in quanto non produrrà la desiderata forma d'onda. La forma d'onda corretta all'uscita sarà ottenuta mediante reazione fra il secondario del trasformatore d'uscita e il condensatore di carica e scarica.

Il comando di linearità e una resistenza da 270 Ω determinano l'ampiezza della corrente di reazione. Quando l'avvolgimento secondario del trasformatore d'uscita è disposto in opposizione di fase rispetto al primario e il lato freddo del giogo è riportato a massa, la reazione è degenerativa durante la prima metà della traccia e rigenerativa nella seconda metà.

L'effetto risultante porta ad ottenere la forma d'onda indicata in fig. 3. Il transistor 2N301A usato nello stadio finale presenta una diminuzione del β dal 10 al 30% per una corrente di picco di circa 0,5 A. La forma d'onda della corrente d'emettitore, alla quale corrisponde con buona approssimazione la forma d'onda della corrente di collettore, è indicata in fig. 4.

Si noti che il transistor è interdetto per circa il 5% del periodo di deflessione e durante questo intervallo, la deflessione è sostenuta dall'energia immagazzinata nel trasformatore. La corrente che attraversa il giogo di deflessione, indicata in fig. 5, ha il necessario andamento ad S richiesto per la deflessione in cinescopi a 110°.

Il tipo di giogo usato in questo circuito, richiede una corrente di 1,2 A per una completa deflessione con 18 kV di EAT. Il valore medio della corrente primaria è di 0,2 A da cui risulta un rapporto di trasformazione di 3 a 1. La corrente media fu ricavata misurando l'assorbimento in corrente continua di un ricevitore tipico. Ciò permette il funzionamento del circuito verticale in serie con il resto del televisore). L'impedenza riflessa del giogo e la tensione di rottura del transistor determinano approssimativamente l'ampiezza e la durata dell'impulso di ritorno. Un transistor con una tensione di rottura di 90 V ha un tempo di ritorno dato all'incirca da:

$$tr = \frac{L \, \Delta i}{V_c - V_s} = \frac{0{,}16 \cdot 0{,}4}{90 - 38} = 1230 \, \mu s$$

dove L è l'induttanza riflessa del gioco, Δi la variazione di corrente picco-picco nell'induttanza riflessa, e $V_c - V_s$ è la differenza fra la tensione di rottura del transistor e la tensione di alimentazione.

Si noti che un aumento della tensione di rottura del transistor tale da raddoppiare la differenza $V_c - V_s$ (per esempio con una V_c di 142 V) è sufficiente a dimezzare il tempo di ritorno.

La forma d'onda della tensione presente sul collettore di un transitor con una tensione di rottura di 90 V è indicata in fig. 6.

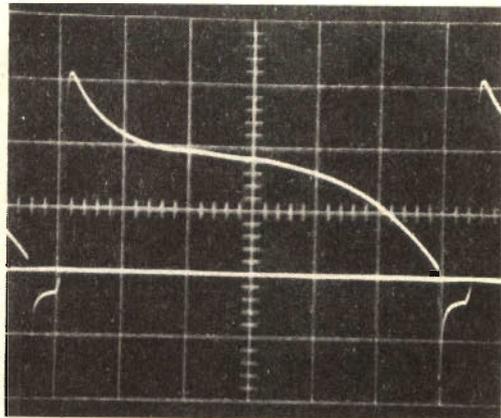



Fig. 2 - Forma d'onda della tensione sulla base del transistor commutatore. Linea di riferimento uguale 0 V.
Vert.: 1 V/div. - Orizz.: 60 Hz.

Il tempo di ritorno può essere ridotto, pilotando lo stadio finale con una corrente maggiore. Supponiamo ad esempio che la corrente di picco venga raddoppiata, il che comporterebbe una riduzione del rapporto di trasformazione del trasformatore d'uscita di 2 a 1. Ne consegue quindi una riduzione nell'induttanza riflessa dal giogo nel rapporto 4 a 1 e teoricamente ciò comporta la riduzione del tempo di ritorno ad un valore metà del precedente.

Tuttavia l'aumento della corrente di pilotaggio presenta parecchi svantaggi potenziali. Innanzi tutto, la tensione sul condensatore di pilotaggio deve essere aumentata con una conseguente riduzione della costante di tempo del dente di sega, il che richiede per mantenere la frequenza costante un aumento della reazione proveniente dal giogo, e ciò porta ad uno smorzamento maggiore durante il tempo di scansione per cui il miglioramento del tempo di ritorno risulta minore di quanto ci si attendeva. Inoltre, con correnti di picco maggiori, la resistenza d'emettitore dello stadio finale dissiperà una buona parte della potenza. Se si abbassa il valore di questa resistenza, la costante di tempo all'ingresso risulta ancora diminuita. Questo inconveniente può essere superato aumentando il valore del condensatore, ma ciò provoca un aumento nella corrente richiesta durante il ritorno.

L'aumentata corrente richiesta al transistor interruttore tende a rallentare la scarica e può anch'essa diminuire in parte la riduzione che ci si attendeva del tempo di ritorno.

La potenza dissipata nel transistor di potenza è ampiamente entro i limiti per il 2N301A. La potenza totale di alimentazione è di poco meno di 8 W. Di questi 8 W circa 0,75 sono forniti al giogo

$$\left(P_{giogo} = \frac{1}{3} I^2_{picco} \times R_{giogo}\right)$$

e circa 2 W sono persi nel trasformatore (ricavato riavvolgendo un normale trasformatore in commercio con una resistenza primaria di 27 Ω e una resistenza secondaria di 2 Ω). Il 75% di questa potenza è persa durante l'andata, il 25% durante il ritorno. Il picco di potenza all'inizio del ritorno è dato dal prodotto di V_c per la corrente di picco del circuito. Negli esempi precedenti la potenza di picco era di circa 40 W e la potenza media per il ritorno durante un ciclo è di circa 1,25 W.

Lo stadio commutatore

Il transistor impiegato come commutatore fornisce delle prestazioni sufficientemente buone alle forti correnti. La carica accumulata sul condensatore formatore del dente di sega deve essere completamente

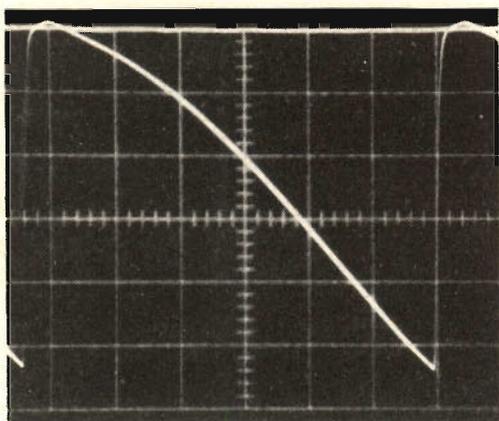



Fig. 3 - Tensione sul condensatore formatore del dente di sega. Linea di riferimento uguale 0V
Vert.: 0,5 V/div. - Orizz.: 60 Hz.

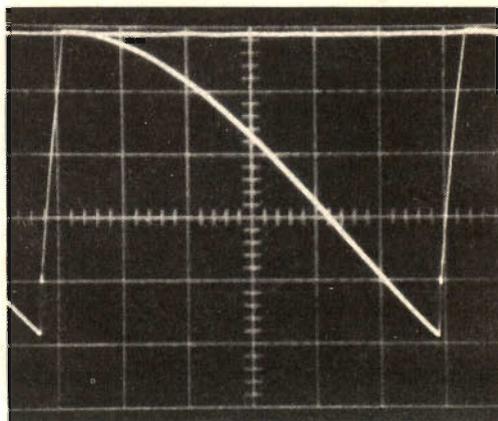



Fig. 4 - Tensione e corrente sull'emettitore dello stadio finale.
Vert.: 0,5 V/div. - Orizz.: 60 Hz.

TRANSISTOR APPOSITAMENTE PROGETTATI PER L'IMPIEGO NEI CIRCUITI DEI TELEVISORI

Selettore UHF 2 x AF 186
Amplificatore F.I. audio AF 115
Discriminatore 2 x AA 119
Gruppo 40809
Rivelatore video OA 90
Selettore VHF AF 180 2 x AF 178
Amplificatore F.I. AF 181 3 x AF 179
Amplificatore video AF 115 AF 118 (BF 109)
5 A 28 W
Amplificatore C.A.G. AC 127
Rivelatore C.A.G. AC 127
Separatore sincronismi OC44
Sincronismo quadro AC 127
Oscillatore quadro AC 127
Pilota quadro AC 127
Finale quadro AD 149
Amplificatore sincronismi AC 130
Rivelatore di fase AC 130
Oscillatore riga AC 128
Pilota riga AC 128
Finale riga AU 103 BY 118
Alimentatore video BYX 10
Tensione per griglia schermo cinescopio BYX 10

Nei radioricevitori, nei magnetofoni, negli amplificatori di bassa frequenza, nelle protesi auditive, il transistor ha ormai mostrato in pieno la sua utilità. L'impiego nei circuiti per TV pone problemi specifici completamente nuovi. I laboratori di ricerca e di sviluppo della Philips hanno realizzato una serie di transistor che risolvono brillantemente questi problemi. Ciascuno di questi transistor, chiamati **TVistor,** è stato appositamente progettato per soddisfare le esigenze dei circuiti dei televisori.
La produzione di questa serie di transistor è stata possibile grazie ai decisivi progressi raggiunti dalla Philips nella ormai sperimentata tecnica di formazione delle giunzioni mediante processo di lega e di diffusione.

PHILIPS

PHILIPS S.P.A. - REPARTO ELETTRONICA - MILANO - PIAZZA IV NOVEMBRE, 3 - TEL. 6994

eliminata durante la prima parte del ritorno, cioè in circa 200 microsecondi. (La resistenza serie di molti condensatori elettrolitici è troppo alta per permettere una scarica così rapida). Nel circuito si è impiegato un condensatore elettrolitico con resistenza interna particolarmente bassa.

Per una tensione di picco sul condensatore di circa 2,7 V come è indicata in fig. 3, la carica accumulata su un condensatore da 50 μF è di 135 microcoulomb. Se si presuppone una corrente di scarica lineare, la corrente per la scarica completa è di 0,67 A per un tempo di 200 microsecondi.

Il 10% circa di questa corrente è fornita dal secondario del trasformatore di uscita attraverso la catena di reazione. Il rimanente della corrente di scarica è fornito dal collettore del transistor commutatore. L'impulso di corrente in ingresso, proveniente dal collettore dello stadio finale, è di circa 15 mA.

Si richiede, quindi un buon guadagno in corrente, ossia un β dell'ordine dei 40, per avere una corrente di collettore pari a 0,6 A.

Il transistor 2N404 ha un β tipico di circa 40 a questo livello di corrente ed ha una buona prestazione per quanto riguarda la stabilità alle variazioni di temperatura avendo una bassa corrente di saturazione. Il 2N270 che presumibilmente è stato progettato per correnti di lavoro maggiori di quelle del 2N404, ha un β di circa 50 e scarica il condensatore più rapidamente. Tuttavia, questo transistor ha una corrente di saturazione maggiore del 2N404 e la sua prestazione risulta inferiore dal punto di vista della stabilità termica.

La rete di resistenze collegate alla base del transistor-interruttore è stata calcolata per ottenere una buona stabilità termica, un rapido passaggio dalla condizione di interdizione a quella di conduzione, e per eliminare ogni possibilità di blocco quando viene data l'alimentazione. Il bloccaggio è la conseguenza di una eccessiva polarizzazione diretta, nel transistor — interruttore, che porta in forte conduzione il transistor. Quando la conduzione è così forte da far cadere quasi completamente la tensione di alimentazione, il condensatore formatore del dente di sega, non può caricarsi e lo stadio finale non entrerà mai in conduzione.

Con il potenziometro da 50 kΩ e la resistenza in serie da 33 kΩ usate in questo circuito, la corrente di base, in assenza di oscillazioni, raggiunge al massimo i 0,5 mA con il comando di sincronismo nella posizione corrispondente alla frequenza più alta (più negativa). Con il comando di frequenza al minimo (massima resistenza) lo stadio commutatore può utilizzare un

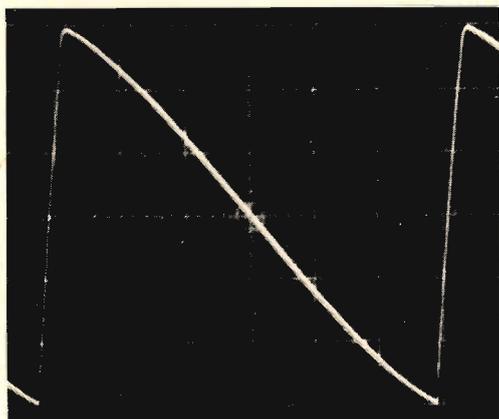



Fig. 5 - Forma d'onda della corrente nel giogo. Vert.: 0,2 A/div. - Orizz.: 60 Hz.

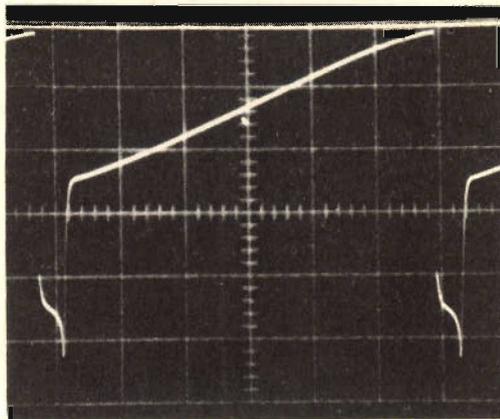



Fig. 6 - Tensione sul collettore dello stadio finale. Vert.: 20 V/div. - Orizz.: 60 Hz.

transistor avente un guadagno in continua fino a 150 senza dar luogo a bloccaggio. Se il comando di ampiezza deve essere aumentato, come in generale avviene, si può impiegare anche un transistor con un guadagno maggiore.

La resistenza effettiva sulla base del transistor commutatore è di circa 5000 Ω, ed è formata principalmente dalla resistenza da 6,8 kΩ collegata verso massa, e dalla resistenza da 12 kΩ collegata sull'emettitore dello stadio finale.

Questo partitore del segnale prelevato dall'emettitore dello stadio finale, fornisce un segnale di circa 1 V sulla base del transistor. Una resistenza effettiva minore, avrebbe richiesto un aumento del condensatore da 1 μF ed avrebbe portato ad un miglioramento trascurabile per quanto riguarda l'immunità nei confronti della corrente di saturazione. (La variazione del periodo d'oscillazione dovuta alla corrente di saturazione è determinata non solo dalla caduta di tensione i · R ma anche dalla pendenza della tensione alla fine della traccia).

In definitiva, una resistenza maggiore sulla base, comporta una diminuzione della capacità del condensatore, ma aumenta la sensibilità alla corrente di saturazione, e richiede una tensione di rottura base-emettitore più alta per il transistor interruttore.

Il comando di frequenza permette un campo di regolazione compreso fra i 48 e i 70 cicli al secondo. Il campo di regolazione unitamente alla resistenza in parallelo alla base del transistor-interruttore determinano l'ampiezza del segnale di sincronismo necessario. In generale il sincronismo verrà ricavato da un integratore ad alta impedenza, per cui è più esatto riportare la corrente di sincronismo per un dato valore del campo di regolazione. Un campo di regolazione di 6÷8 cicli è in generale sufficiente. Con questo campo è necessaria una corrente di sincronismo inferiore ai 0,5 mA.

Stabilità

La frequenza propria di oscillazione del circuito è relativamente indipendente dalle variazioni della tensione di alimentazione. La corrente nel giogo aumenta al crescere della tensione di alimentazione ed aumenta pure la larghezza dell'impulso di ritorno. Ciò provoca un aumento della carica sul condensatore da 1 μF che determina la frequenza con conseguente tendenza ad una diminuzione della frequenza, ma questo effetto è neutralizzato dall'aumento della tensione negativa proveniente dal comando di frequenza e dall'emettitore dello stadio finale. Lo slittamento risultante per una variazione della tensione di alimentazione da 34 a 44 V è minore di ± 0,5 Hz.

Gli effetti della temperatura su questo tipo di circuito sono numerosi, ma il principale è causato dalla corrente di saturazione. La corrente di saturazione nello stadio-interruttore causa un aumento della frequenza, uguale a quello che si otterrebbe variando la posizione del potenziometro della frequenza verticale.

Una corrente di saturazione simulata di 90 μA causa un aumento della frequenza di 2 Hz. Il transistor 2N404 è dato per una corrente di interdizione di 90 μA a 12 V con una temperatura ambiente di 80 °C.

La massima temperatura ambiente in un ricevitore di questo tipo non dovrebbe superare i 60 °C di modo che il transistor considerato non dovrebbe avere uno slittamento di frequenza apprezzabile, dato che il riscaldamento proprio è trascurabile.

Le correnti di saturazione e di dispersione del transistor finale portano ad un aumento della variazione della carica sul condensatore formatore del dente di sega.

Ne risulta un aumento della corrente nello stadio finale e nel giogo. I principali fattori che influiscono sulla frequenza in questo stadio, sono l'aumento della larghezza dell'impulso (diminuzione della frequenza), con conseguente aumento della tensione negativa di emettitore e talvolta con aumento della forma ad S sul collettore.

L'effetto risultante per un aumento simulato della corrente di saturazione sulla base dello stadio finale di 1 mA comporta un aumento della frequenza di 4 Hz. Misure della corrente di saturazione su parecchi transistor finali diedero nell'esemplare peggiore una corrente di 1 mA a 70°C.

Prove di riscaldamento in forno del circuito completo e del giogo portarono ad un aumento compreso fra 1,7 e 3 Hz per una variazione di temperatura da 25 a 62°C. A 65°C con un transistor-interruttore del tipo 2N270 la variazione di frequenza fu minore di 5 Hz.

Conclusione

Le prestazioni di un circuito di deflessione verticale a transistor sono favorevolmente paragonabili a quelle di un analogo circuito a valvole. Probabilmente la differenza più significativa sta nel tempo di ritorno. Se si dispone però di un adeguato impulso per lo spegnimento verticale si può tollerare un tempo vicino a 1500 μs. L'impiego in grandi quantità giustificherebbe tipi di transistor particolarmente adeguati all'uso, ed eventualmente un prezzo attraente.

Non si può ancora dire però quando sarà possibile un paragone favorevole per quanto riguarda il costo, o almeno che dia una differenza che giustifichi l'uso di un circuito a transistor che da indubbiamente maggior affidamento.

G. ABUSSI

L'Ente Nazionale per l'Energia Elettrica «ENEL», a seguito di apposito quesito formulato dall'ANIE in merito all'attuale situazione della distribuzione in Italia dell'energia elettrica per uso luce e domestico a tensione differente da 220 V - 50 Hz, ha fornito le seguenti precisazioni:

1) in Italia la legge ha stabilito i seguenti valori "normali" delle basse tensioni:

220/125 V oppure 380/220 V

rispettivamente tra fase e fase e tra fase e neutro; è inoltre "consentita" la tensione 275/160 V. Ne consegue che la tensione monofase di alimentazione degli impianti di illuminazione è di 125, 160 e 220 V, mentre quella degli apparecchi elettrodomestici è di 220 o 275 V;

2) da una rilevazione dell'utenza servita in bassa tensione, effettuata al 31 dicembre 1963, è risultato che su circa 16 milioni di utenti il 50% è alimentato con la tensione normale di 380/220 V, il 38% con la tensione normale di 220/125 V ed il 12% con la tensione consentita di 275/160 V;

3) la situazione delle basse tensioni è in continua evoluzione nel senso che, nelle località alimentate con tensione consentita, si procede gradualmente ed in conformità con programmi predisposti dai locali uffici dell'Enel al passaggio alla tensione normale di 380/220 V.

NOTE TECNICHE RELATIVE AI TELEVISORI ZANUSSI (REX) SERIE 45

Alimentazione 220 V, 50 Hz. Consumo 200 VA. Media frequenza video 40,15-47,15 MHz sistema intercarrier. Comando a distanza teleflash. Oscillatore antiriga ad inserzione con l'interruttore sullo schienale. Un altoparlante ellittico. Cinescopio alluminato da 110° 23". Comandi di accensione, cambio programma, sintonia automatica e contrasto, laterali.

Funzione delle valvole

V502 = PCC189 amplificatore RF cascode VHF; V501 = PCF801 oscillatore mescolatore VHF; V503 = PC88 amplificatore RF per UHF; V504 = PC86 oscillatore mescolatore UHF; V201 = EF183 1° amplificatore FI video; V202 = EF80 2° amplificatore FI video; V203 = EF80 3° amplificatore FI video; D201 = SFD104 rivelatore video; V101 = PCL84 finale video e amplificatore CAG; V102 = PCF80 separatore invertitore di sincronismi; V103 = = PCL86 prefinale e finale audio; V104 = = EF80 amplificatore FI audio; D101 = 1N542 rivelatore a rapporto ; D102 = 1N542 rivelatore a rapporto; D103 = = RL247 discriminatore CAF; D104 = = RL247 discriminatore CAF; D501 = = OY241 raddrizzatore anodico; D502 = = SFD108 limitatore ritardo CAG; V301 = = PCL85 oscillatore e finale verticale; VDR301 = E298 ZZ/01 limitatore uscita verticale; V401 = PCF80 oscillatore riga e tubo a reattanza; V402 = PL36 finale di riga; V403 = PY88 damper; V404 = = DY87 raddrizzatore EAT; VDR401 = = E298 ZZ/01 stabilizzatore uscita di riga; V505 = PL84 oscillatore antiriga; TRC501 = AW59-91 cinescopio; FR501 = = ORP60 fotoresistenza; D503 = 1SV120 varicap VHF; D504 = 1SV120 varicap VHF; V601 = PCF80 amplificatore portante FI video e segnale di correzione; N502 = NE2 stabilizzatore al neon; D601 = 1N542 discriminatore per sintonia automatica; D602 = 1N542 discrimina-

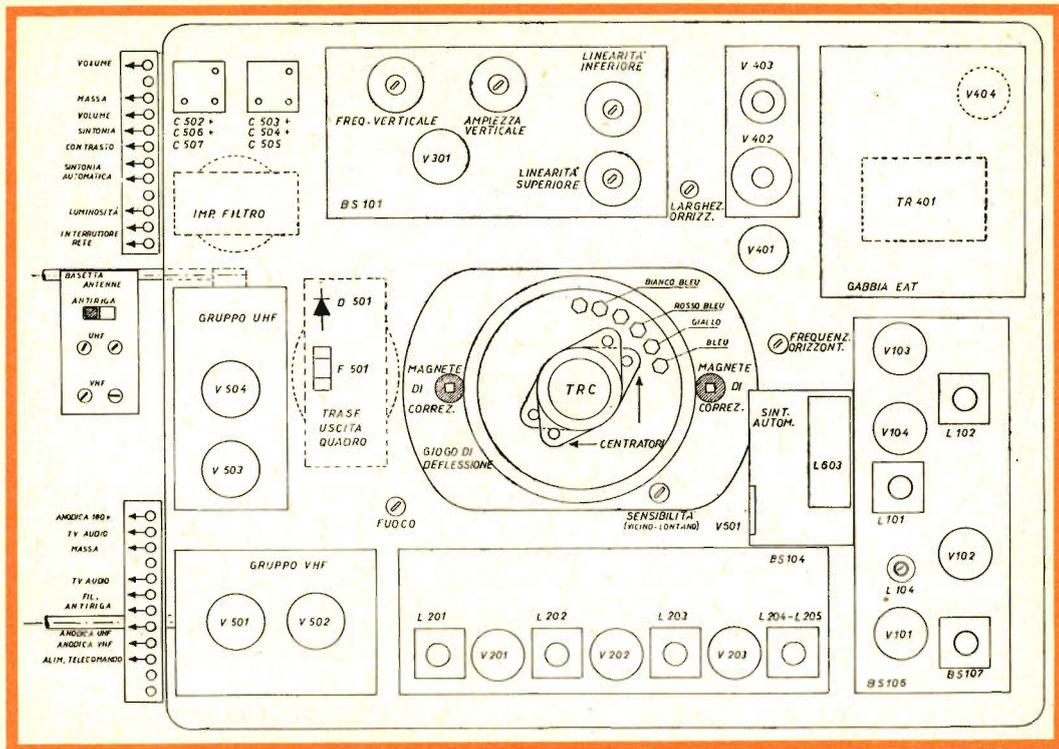



Fig. 1 - Disposizione dei principali componenti e comandi sul telaio.

tore per sintonia automatica; D701 = = 1S1692 raddrizzatore negativo telecomando; TR701 = OC70 amplificatore in alternata; TR702 = OC76 amplificatore in continua; TR703 = OC80 amplificatore in continua; D702 = SFD108 smorzatore; FR701 = ORP60 fotoresistenza.

EVENTUALI REGOLAZIONI ALL'ATTO DELLA INSTALLAZIONE

Regolazione della geometria dell'immagine

Regolare la frequenza orizzontale, come descritto nel paragrafo successivo, con ampiezza orizzontale al minimo. Successivamente regolare l'ampiezza orizzontale e centrare orizzontalmente e verticalmente l'immagine, mediante l'apposito centratore a doppio anello magnetico unito al giogo di deflessione, dopo aver proceduto alla regolazione dell'ampiezza e della linearità verticale.

Eventuali deformazioni delle righe orizzontali in basso ed in alto possono essere corrette mediante i due magnetini al centro del giogo.

Le deformazioni delle righe verticali laterali, possono essere regolate facendo ruotare i magnetini tramite l'apposita chiave.

Regolazione del contrasto

Dopo aver disinserito il tasto del contrasto automatico si porterà il potenziometro della sensibilità, che si trova nella parte posteriore del televisore, (P505) e contrassegnato **« vicino-lontano »** tutto in senso antiorario ed il potenziometro del contrasto al massimo. Successivamente si regolerà il potenziometro posteriore, segnato con la dicitura **« taratura del contrasto manuale »** (P703) in modo da eliminare eventuali fenomeni di saturazione. Dopo aver girato il potenziometro relativo alla sensibilità in una posizione tale da elimi-

nare la presenza di eventuale fruscio in VHF, si controllerà con il controllo del contrasto al massimo che non si notino fenomeni di saturazione. In caso contrario si agirà sul potenziometro P703.

Taratura del contrasto automatico

Dopo aver inserito il tasto relativo al contrasto automatico si regoleranno i potenziometri posteriori P701 e P702 contrassegnati rispettivamente « **taratura della luminosità automatica** » e « **taratura del contrasto automatico** » in modo da ottenere un contrasto medio. Coprendo la fotocellula con una mano controllare che l'immagine rimanga al minimo contrasto, dare poi alla fotocellula la massima luminosità, che può ricevere nelle condizioni ambientali, e controllare che l'immagine non risulti saturata.

L'allineamento delle medie frequenze e dei gruppi RF deve essere effettuato qualora l'immagine ed il suono non risultino soddisfacenti e talvolta quando venga sostituita una valvola di FI e di RF. Per eseguire tale operazione sono necessari i soliti strumenti ai quali abbiamo accennato più volte.

Come al solito per effettuare la taratura dei circuiti a RF è indispensabile accendere tanto il televisore quanto gli strumenti almeno 15 minuti prima dell'inizio delle operazioni. Occorre pure tenere presente che il telaio è connesso ad un capo della rete e di conseguenza è opportuno interporre fra esso e la rete stessa un trasformatore separatore.

Durante le operazioni di taratura è indispensabile usare collegamenti di massa costituiti da calze di rame più corte e più grosse possibile.

Allineamento media frequenza video

a) Portare il selettore di canali in una posizione qualsiasi fra i canali F, G, H.

b) Applicare una tensione di polarizzazione di —6 V al punto di ingresso del CAG all'FI (punto comune fra R201 e C205).

c) Collegare l'oscilloscopio all'uscita della FI (punto comune fra C218 e L103) tramite una resistenza di 10 kΩ.

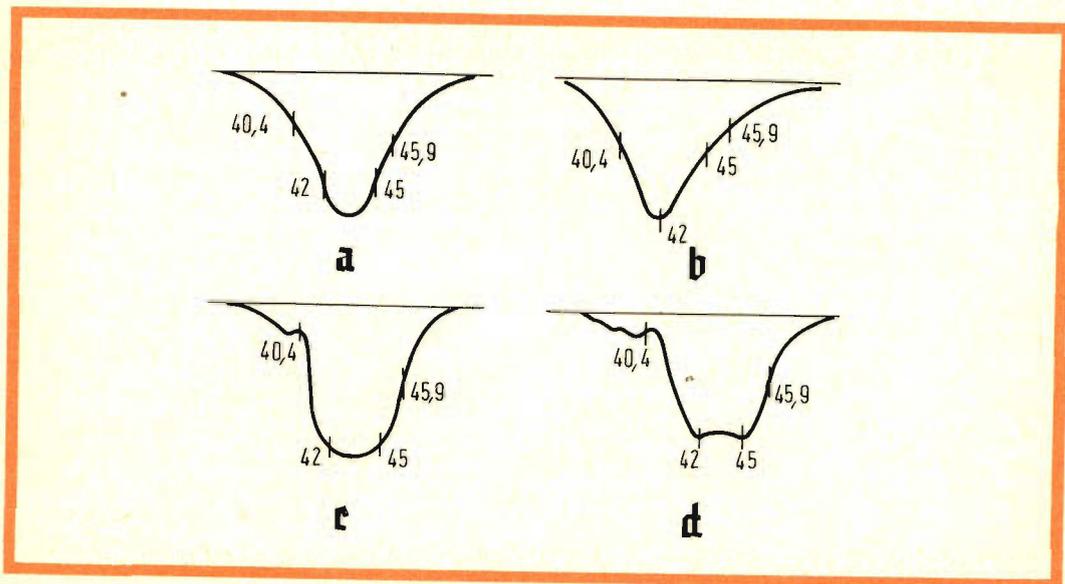



Fig. 2 - Curve di allineamento di media frequenza video.

TABELLA 1

Wobbulatore	Marker MHz	Regolazione	Note
g1, V203,EF80	40,4-42-45-45,9	L205	Regolare il nucleo per ottenere la curva A col massimo guadagno.
g1, V202,EF80	idem	L203	Regolare il nucleo per ottenere la curva B col massimo guadagno.
g1, V201,EF183	idem.	L202	Regolare i due nuclei per ottenere la curva C con il massimo guadagno.
Tramite cilindro capacitivo su PCF801	idem	L201 FI gruppo VHF	Regolare il nucleo superiore di L201 per la massima attenuazione a 40,4 MHz, ed il nucleo inferiore, nonchè la FI del gruppo per la massima ampiezza e giusta posizione dei marker secondo la curva C. Le due trappole a 40,4 MHz devono essere sfalsate in modo da dare un tratto relativamente piano tarando la prima a 39,5 e la seconda a 40,4 MHz.
Tramite cilindro capacitivo su PC86	idem	FI gruppo UHF e ingresso ponte gruppo VHF	Regolare la FI dell'UHF e l'ingresso del VHF per ottenere una curva totale regolare. Ritoccare leggermente se necessario, i nuclei di FI.

d) Regolare il wobbulatore per 43 MHz centro banda con uno spazzolamento di ± 5 MHz come minimo, e collegarlo nei vari punti indicati nella tabella 1 con l'attenuatore regolato in modo da dare una uscita tra 1 e 2 Vpp.

Allineamento del suono e della trappola a 5,5 MHz

Usando il segnale trasmesso unitamente al monoscopio regolare il nucleo della trappola a 5,5 MHz (L104) in modo da portare al minimo l'uscita al catodo del cinescopio (visibile all'oscilloscopio con sonda rivelatrice). Con 5,5 MHz tarati a quarzo e in CW regolare la massima uscita continua ai capi di C110, misurata con voltmetro a valvola, la media frequenza del suono L101 ed il primario del discriminatore (nucleo inferiore di L102). Ritoccare L101.

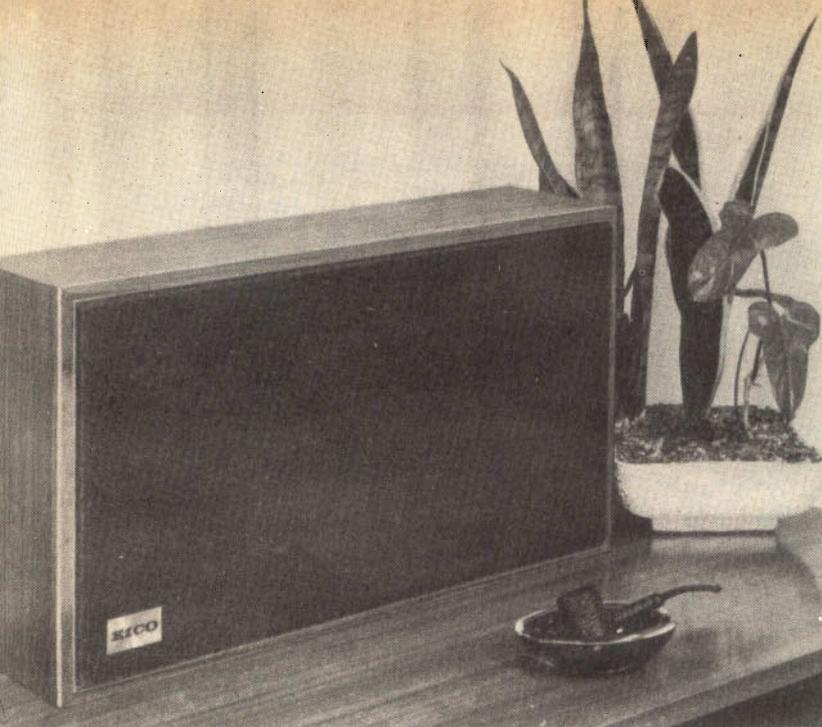
Utilizzando un partitore costituito da due resistenze da 100 kΩ realizzare un centro fittizio ai capi di C110. Collegare al centro del partitore e all'uscita del suono il voltmetro. Modulando in ampiezza la portante a 5,5 MHz regolare il secondario del discriminatore in modo da ottenere una indicazione di zero sul voltmetro a valvola.

Oscillatore orizzontale

Ruotare nei due sensi il nucleo di frequenza orizzontale (L401) fino a sintonizzare l'immagine. Svitare il nucleo fino allo sganciamento quindi riavvitare contando il numero dei giri che occorrono per ottenere lo sganciamento dalla parte opposta. Tornare indietro per un numero di giri pari alla metà di quelli contati in precedenza.

ALLINEAMENTO DELLA SINTONIA AUTOMATICA

Taratura del discriminatore

Portare il vobbulatore sulla frequenza di 45,9 MHz centro banda con spazzolamento ± 2 MHz, collegandolo al cavetto d'ingresso della SA posto sulla basetta di media frequenza. L'attenuatore dovrà essere regolato in modo da dare un'uscita dell'ordine di 0,5-1 Vpp a taratura ultimata.

MOBILE ACUSTICO "EICO" mod. HFS-6

3 GAMME SONORE 3 COMPLESSI RIPRODUTTORI

CARATTERISTICHE TECNICHE

3 riproduttori « Woofer » da 25 cm, magnete in lega ceramica da 350 grammi, frequenza di risonanza uguale a 30 Hz - Altoparlante per le note medie da 21,5 cm con cono interno smorzatore - « Tweeter » con radiatore a cupola.

« Crossovers » - Passa-alto ($\geq$600 Hz) realizzato con circuito LC, per alimentare l'altoparlante, da 21,5 cm - Passa-alto ($\geq$4000 Hz) realizzato con un ponte capacitivo, per alimentare il « Tweeter ».

Comandi - Attenuatore delle note alte per adattare la riproduzione alla risonanza dell'ambiente.

Gamma di frequenza riproducibile - Da 50 a 20.000 Hz.

Cassa acustica - Ad apertura posteriore variabile per appiattire il picco di impedenza alla risonanza fondamentale.

Potenza di dissipazione - 25 Watt (per « pieni » orchestrali sino a 40 W).

Rendimento elettro acustico - Normale. Può essere pilotato da un amplificatore da 10 W. **Impedenza** - 8 ohm.

Dimensioni d'ingombro - cm. 33 × 59 × 14,5. **Peso** - circa 11,3 Kg.

Il modello HFS6 per le sue caratteristiche è il riproduttore acustico per alta fedeltà più venduto in America.

Z/628 - MONTATO - PREZZO NETTO LIRE 93.000

SM/318 - SCATOLA DI MONTAGGIO - PREZZO NETTO LIRE 70.000

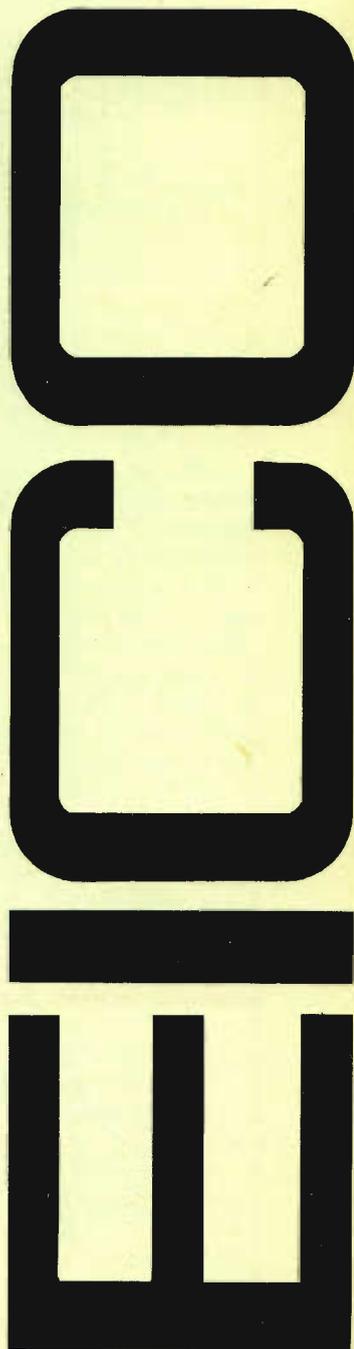
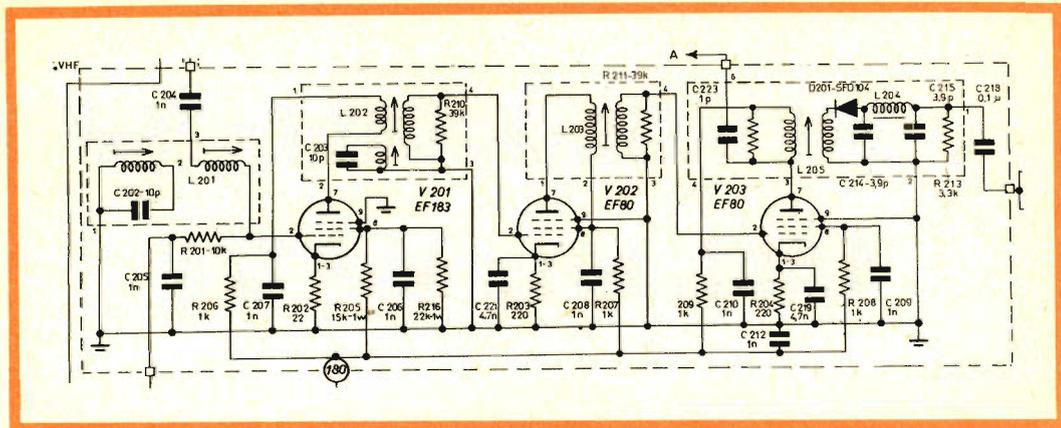



Fig. 3 - Circuito elettrico della media frequenza video.

Collegare l'oscilloscopio alla R606 dopo averla staccata dal piedino 9 della PCF80. Avvitare il nucleo superiore finché risulta visibile sullo schermo prossimo alla marca a 45,9 la curva S di fig. 4. Avvitare il nucleo fino ad ottenere la massima ampiezza della curva. Regolare il nucleo inferiore in modo da portare sulla linea dello zero la marca a 45.9. La curva dovrà risultare perfettamente sinusoidale con i due massimi a non meno di 1,4 MHz e non più di 2 MHz, uno dall'altro.

Per mettere a punto la sintonia automatica, dopo aver tarato il discriminatore occorre mettere il tasto in posizione di sintonia manuale e girare il potenziometro P504 in modo da avere una tensione di 8 V al varicap del gruppo. In presenza del monoscopio regolare il nucleo, che comanda la frequenza dell'oscillatore locale, portando a zero la tensione sul TP (passante 6) della SA alla quale dovrà corrispondere una buona immagine. Inserire il tasto di sintonia automatica e mettere a massa lo stesso TP del telaio SA girando il potenziometro P601 fino ad ottenere ai capi del varicap del gruppo una tensione di 8 V.

Fig. 4 - Curva di taratura del discriminatore.

Descrizione del circuito

Il segnale VHF viene amplificato dal circuito cascode della V502 e convertito a FI dalla V301. Invece il segnale UHF viene amplificato dalla V503, convertito a FI dalla V504 ed amplificato dalla sezione pentodica della V501. L'uscita della V501 è accoppiata tramite un filtro di banda alla FI ed amplificata dalle valvole V201, V202, e V203 e rivelata.

L'uscita del rivelatore, amplificata dalla valvola finale video V101 è applicata al catodo del cinescopio.

Fra la placca della valvola finale video e la trappola a 5,5 MHz è prelevato il segnale suono amplificato e limitato dalla V104 che viene poi rivelato da un discriminatore a rapporto. Il segnale di bassa frequenza è infine amplificato dalla V103.

Dalla finale video è derivato anche un

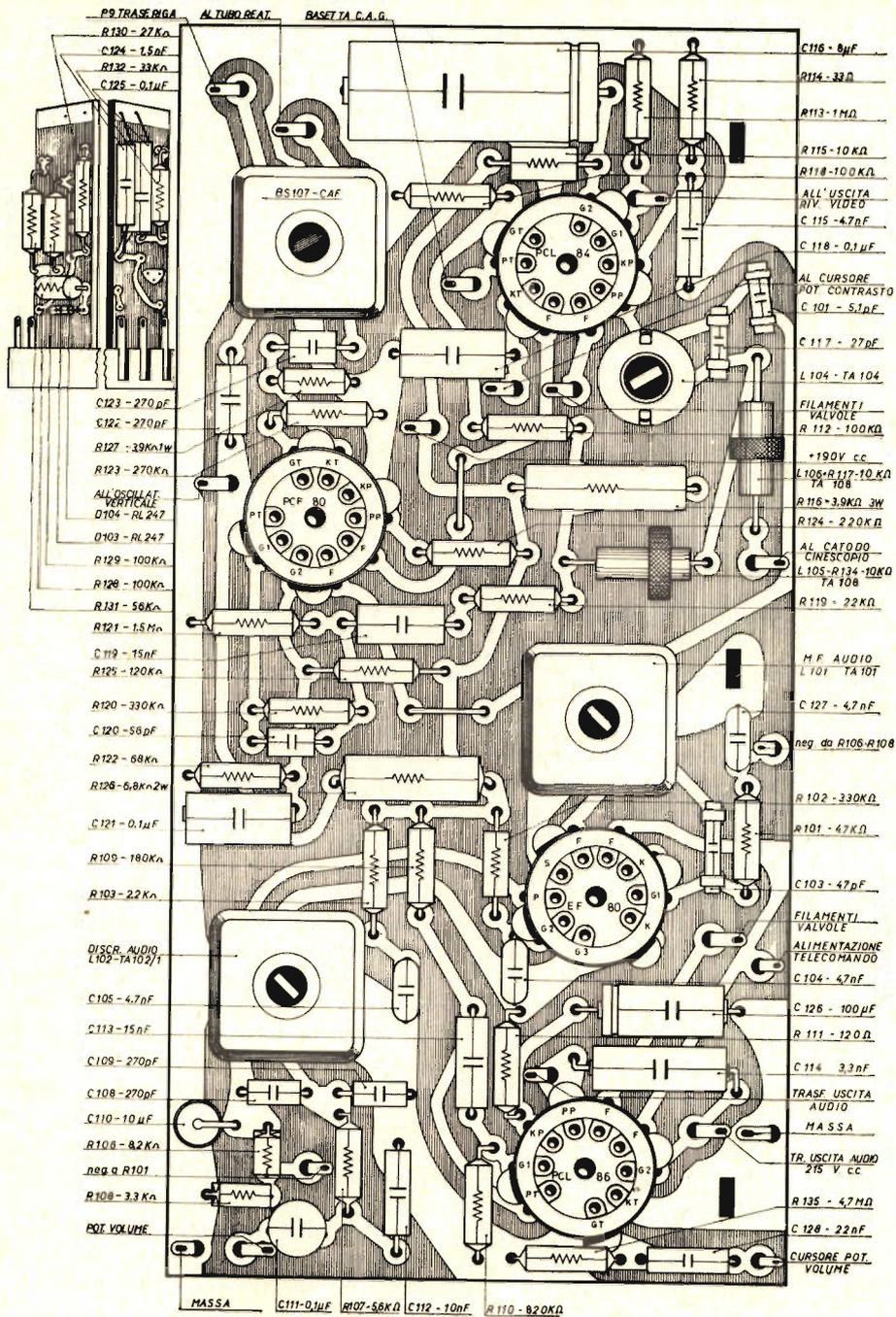



Fig. 5 - Pannello del circuito stampato comprendente gli stadi: audio, finale video, separatore sincronismi, CAF.

segnale che in parte è applicato alla sezione triodica della V101, amplificatrice del CAG, ed in parte alla valvola, separatrice di sincronismo V102.

Un'uscita della V102 comanda l'oscillatore verticale mentre le altre due sono avviate al comparatore di fase bilanciato che pilota l'oscillatore orizzontale per mezzo di un tubo a reattanza.

Antiriga

Un oscillatore a 11,9 MHz, collocato entro un apposito schermo, provvede a modulare in senso verticale il pennello elettronico tramite una apposita spira (detta wobbler) collocata nel giogo. Il suo effetto è quello di disperdere la riga orizzontale su un'area maggiore in modo da eliminare la soluzione di continuità fra riga e riga.

Comando a distanza

Un segnale luminoso emesso da un flash elettronico viene ricevuto da una fotoresistenza, posta al di là di una lente cilindrica rossa soltanto se proviene da un piano orizzontale che passi per la lente stessa entro un angolo orizzontale non inferiore a 90°. Un ricevitore a transistori di elevata sensibilità trasforma l'impulso elettrico ricevuto dalla fotoresistenza in un segnale di ampiezza e durata sufficiente a pilotare un relé che ad ogni impulso commuta il programma.

Il potenziometro P705 in base dell'OC76, consente di variare la sensibilità e deve essere regolato in modo da dare circa 0,6 V sul collettore dell'OC76. La distanza comune per il funzionamento del dispositivo del telecomando è di almeno 7 metri, ma in condizioni favorevoli può raggiungere i 20 metri.

Dovendo sostituire le lampade del comando teleflash occorre usarne altre di tipo identico (6,3 V - 0,15 A).

Sintonia Elettronica

I due gruppi **VHF** e **UHF** sono provvisti di diodi varicap aventi la proprietà di variare la capacità in funzione della tensione quando questa è applicata in modo tale da mantenerli alla interdizione. Il funzionamento dei due gruppi è analogo.

Variando il potenziometro della sintonia P504 varia la tensione applicata al varicap e di conseguenza varia la sua capacità e la frequenza dell'oscillatore locale. Affinché la sintonia non risenta delle variazioni della rete di alimentazione, la tensione applicata al potenziometro P504 è stata stabilizzata mediante la lampada al neon N501.

Affinché la sintonia dei due programmi risulti perfetta occorre sintonizzare il gruppo VHF mediante il potenziometro anteriore della sintonia fine, poi passare alla UHF, senza toccare il potenziometro, sintonizzando il 2° programma con la manopola laterale. Dopo di che, premendo il tasto cambio programma, la sintonia dovrà essere sempre perfetta. Ogni eventuale ritocco potrà essere effettuato agendo sul potenziometro anteriore.

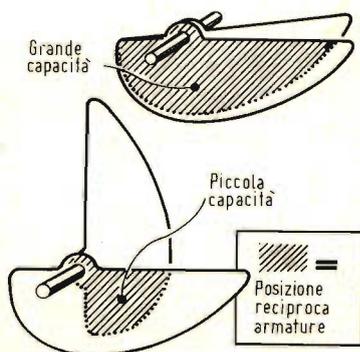
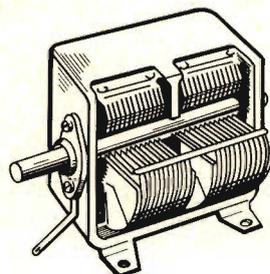
Sostituzione del cinescopio

a) togliere lo schienale, **b)** disinserire gli spinotti multipli, lo zoccolo ed il giogo, **c)** svitare le due viti posteriori di fissaggio del telaio al mobile e far ruotare all'indietro il telaio stesso fino a tendere il filo di sospensione, **d)** sfilare il giogo di deflesisone, **e)** smontare il frontale allentando le viti che lo fissano inferiormente al mobile e ruotandolo verso l'alto, **f)** togliere i quattro bulloni di fissaggio del cinescopio al mobile, **g)** deporre il cinescopio su una superficie morbida con il collo verso l'alto, **h)** svitare il tirante della reggetta del cinescopio, **i)** sostituire il cinescopio e montare la fascia di protezione in gomma avendo cura di lasciare la scanalatura rivolta verso l'esterno, **l)** montare la reggetta sul cinescopio interponendo fra questa e la fascia di gomma le quattro orecchiette supporto sugli angoli del cinescopio serrando, non al massimo, il tirante della reggetta stessa, **m)** dopo avere definito la posizione esatta delle orecchiette, appoggiando il cinescopio sui blocchetti relativi del mobile, serrare a fondo il tirante suddetto con una chiave dinamometrica alla tensione di 20 kg/cm, **n)** eseguire le operazioni inverse indicate per lo smontaggio.

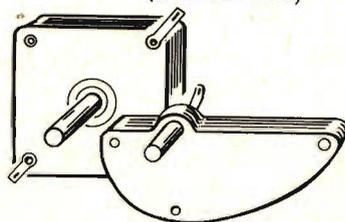
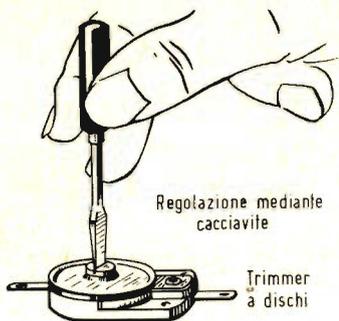
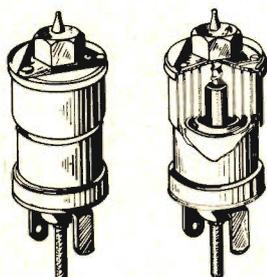
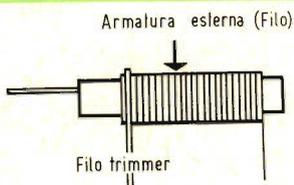
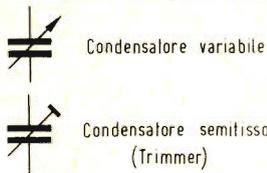
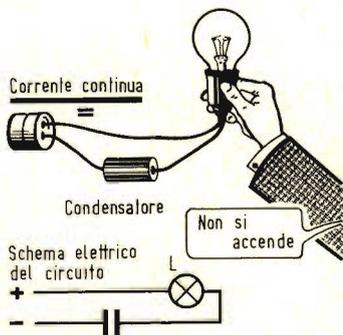
l'elettronica ILLUSTRATA

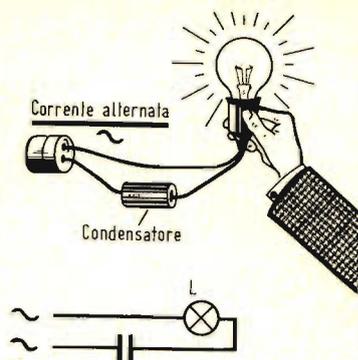
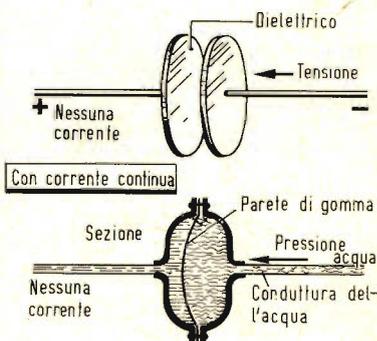
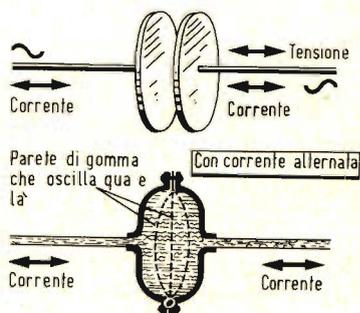
CONDENSATORI E CAPACITÀ

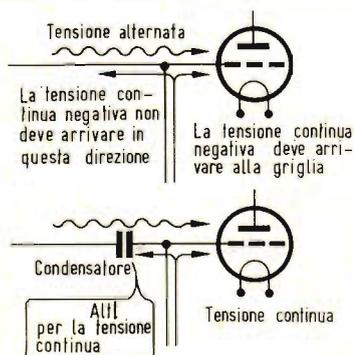
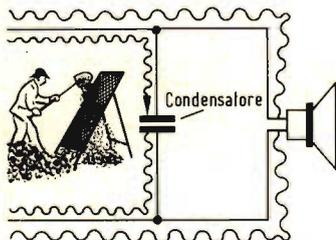
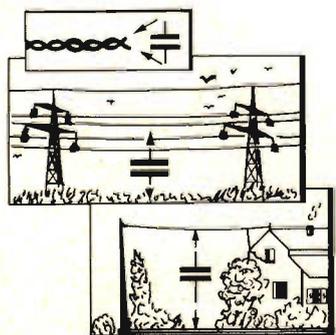
II Parte

Nei condensatori « variabili » la variazione di capacità si ottiene immergendo più o meno il « pacchetto » delle armature del rotore in mezzo a quelle dello statore. Si ottiene in questo modo una « continua » variazione della superficie affacciata delle armature, e quindi una variazione continua della capacità. Nei condensatori variabili il dielettrico di solito è l'aria ma può essere anche la mica.

Ecco un classico condensatore variabile a due sezioni comandate da un unico asse. Quando le armature sono tutte « dentro » la capacità è massima (circa 500 pF); quando le armature sono tutte « fuori », la capacità è minima (30 ÷ 20 pF).

Condensatore variabile a due sezioni

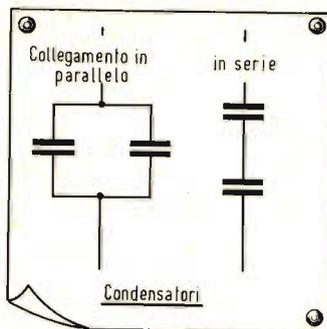
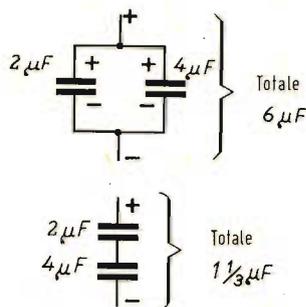
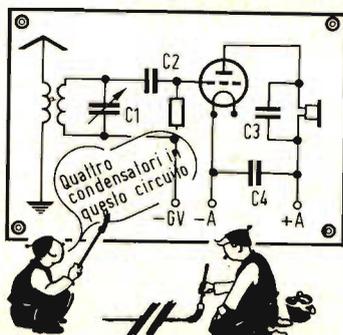
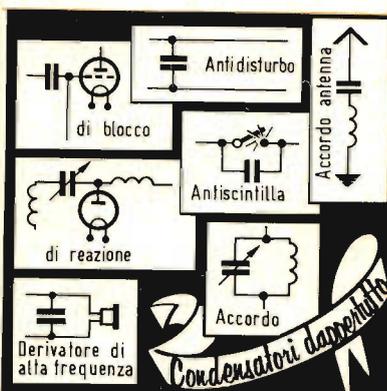
(Dielettrico = aria)

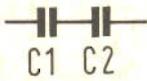
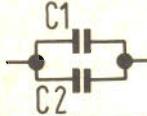
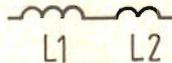
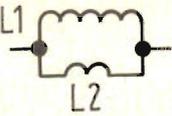
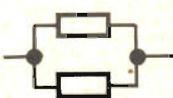
Ecco due condensatori variabili dove il dielettrico è formato da mica. Ricordiamo che i condensatori variabili ad aria hanno pochissime perdite mentre quelli con altri tipi di dielettrico hanno perdite ma hanno il vantaggio di essere, a parità di valore di capacità, meno ingombranti.

Esiste anche un altro tipo di condensatore variabile il cosiddetto trimmer. Esso serve per la taratura dei circuiti oscillanti; e, di solito, essendo montato in parallelo, aggiunge un po' di capacità a quella fissa, fino a raggiungere l'accordo voluto. Una volta regolato, non viene più rimosso da quel valore. I condensatori-trimmer sono formati da dischetti di ceramica dove le armature sono formate da strati metallici spruzzati sopra di esse.

Ecco un tipo interessante di trimmer, prodotto dalla Philips. È formato da cilindri concentrici ben isolati, che possono più o meno « compenetrarsi ».

Esistono anche i trimmer « a filo »; assomigliano ai condensatori ceramici a tubetto, con la differenza che lo strato esterno anziché essere formato dal rivestimento metallico è formato da una spirale di filo che può « svolgersi » a piacimento fino al raggiungimento della capacità voluta. Valori tipici vanno da 1,5 a 600 pF con precisione del 2%.

Ecco i simboli dei condensatori variabili; in alto quelli propriamente variabili, in basso quelli che vengono variati una « volta sola » (trimmer).

I condensatori non lasciano passare la corrente continua. Pertanto, un condensatore inserito in un circuito a c.c. « interrompe » la corrente anche se è di capacità notevole.

Viceversa se noi inseriamo una lampadina in un circuito a c.a. e dove è pure inserito un condensatore, la lampadina si accenderà nonostante l'interruzione prodotta dal condensatore.

Ciò farebbe supporre che i condensatori si lascino attraversare dalla corrente alternata. In realtà ciò non si verifica. Un paragone idraulico chiarirà le idee. Sostituiamo il condensatore con un recipiente dentro al quale si trovi una membrana elastica che lo divide in due metà simmetriche. Da una parte e dall'altra vengono collegati rispettivamente il tubo di ingresso e il tubo di uscita. Se noi immettiamo dell'acqua diretta in un unico senso (corrente continua) la membrana elastica s'incurverà al primo istante, indi rimarrà immobile; l'acqua non potrà più andare avanti e rimarrà ferma.

Tuttaltra cosa accade se noi immettiamo nel tubo un flusso di acqua alternata. Tale ritmo si manterrà dato che la membrana può seguire i movimenti di andirivieni del flusso dell'acqua, incurvandosi ora a destra e ora a sinistra. In definitiva, nei tubi il flusso continuerà come se nessun impedimento fosse sopraggiunto.

Quanto più è elevata la capacità del condensatore e tanta più sarà la quantità di corrente alternata che può passare attraverso di esso. Anche la « frequenza » della corrente alternata ha la sua importanza: la corrente con frequenza bassa trova più ostacolo a passare attraverso il condensatore di quella con frequenza alta. Effettivamente la corrente alternata trova nel condensatore una certa resistenza: la resistenza capacitiva « Rc ».

Ecco la formula che serve a trovare la « resistenza capacitiva ». C è il simbolo che indica la capacità. Se la capacità viene misurata in Farad (F) la resistenza capacitiva risulta espressa in ohm (Ω); la frequenza f deve essere espressa in hertz (Hz). Di solito, si usa il microfarad (μF) che è un milionesimo del Farad (10^{-6} F).

La caratteristica del condensatore, di lasciar passare la corrente alternata e di « bloccare » la corrente continua viene molto sfruttata in radiotecnica. Quando, per esempio, si desidera che alla griglia di una valvola pervenga contemporaneamente una tensione alternata e una tensione continua; ma quella continua non deve essere portata dallo « stesso conduttore » che porta la tensione alternata. Un condensatore (condensatore di blocco) risolve il problema.

In altre occasioni si vogliono separare correnti di alta frequenza da correnti di bassa frequenza. Per esempio, le correnti di bassa frequenza devono andare nella bobina mobile dell'altoparlante ma in quest'ultima non si desidera che pervengano correnti alternate con frequenze elevate. Basta semplicemente mettere in parallelo all'altoparlante un condensatore (più precisamente al primario del trasformatore di uscita). Le correnti percorrono « la strada » indicata nella figura.

A questo punto, facciamo presente che anche due conduttori paralleli costituiscono un condensatore; la capacità può arrivare fino al valore di 50 pF. Esiste una capacità anche tra i fili che trasportano l'energia elettrica e la terra, come pure esiste una capacità tra l'antenna e la terra. Per questo il costruttore di ricevitori (siano essi radioricevitori o televisori) deve tener conto della capacità che si forma tra i vari collegamenti e conduttori del ricevitore e lo chassis (massa). Questa forma di capacità si chiama « capacità distribuita ».

Collegamento in parallelo
in serie
Condensatori

Due o più condensatori possono essere collegati « in parallelo » o in serie. In genere, il risultato di un collegamento in serie dà sempre una capacità « inferiore » alla più piccola capacità del condensatore collegato in serie. Il contrario succede quando i condensatori vengono collegati in parallelo; la capacità complessiva è esattamente la « somma » complessiva delle capacità in parallelo.

In realtà nel collegamento in parallelo le superfici delle armature dei condensatori si sommano e quindi la capacità aumenta. Nel collegamento in serie l'armatura più piccola viene a trovarsi « dietro » quella più grande. La capacità viene fissata da quella più piccola. Pertanto, essendo la distanza tra le armature aumentata, la capacità risulterà diminuita.

L'impiego dei condensatori è molto esteso. L'elenco sarebbe molto lungo, possiamo accennare all'impiego negli amplificatori RC, come elemento d'accordo, nei circuiti oscillanti, in tutti gli innumerevoli tipi di filtri, negli alimentatori ecc...

Nei circuiti i vari condensatori impiegati vengono contrassegnati mediante C_1, C_2, C_3.

Condensatori	Bobine	Resistori
Capacità C si misura in: Farad (F) Microfarad (µF) Picofarad (pF)	**Induttanza L** si misura in: Henry (H) Millihenry (mH) Microhenry (µH)	**Resistenza R** si misura in: Ohm (Ω) kiloohm (kΩ) Megaohm (MΩ)
Corr continua: non passa ∿ Corrente: passa	∿ Corrente: non passa Corrente continua: passa	∿ Corrente: passa Corrente continua: "
C1 C2 (serie): $C = \frac{C1 \cdot C2}{C1\ C2}$ C1, C2 (parallelo): $C = C1 + C2$	L1 L2 (serie): $L = L1 + L2$ L1, L2 (parallelo): $L = \frac{L1 \cdot L2}{L1 + L2}$	R1 R2 (serie): $R = R1 + R2$ (parallelo): $R = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}$

In questa tabella sono riassunti, i simboli, le unità, le caratteristiche, il collegamento rispettivamente dei condensatori, delle bobine e delle resistenze.

CARTELLI «intervallo» di TELESCUOLA

La R.A.I. segnala che è giunta nella determinazione di adottare due nuovi cartelli di intervallo rispondenti alle caratteristiche richieste dalla Ditta Simonetti di Ventimiglia e precisamente:

a) un cartello con la scritta « Telescuola intervallo » da trasmettere tutte le volte che vi siano delle lezioni consecutive dello stesso corso trasmesse da studi diversi (durata compresa tra 1' e 2').

b) Un cartello con la scritta « Telescuola intervallo per compito in classe » da trasmettere ogni qualvolta in una lezione venga assegnato un tema da svolgere in classe (durata da 15' a 45').

Tali cartelli di intervallo consentiranno di effettuare il controllo della linearità sugli schermi televisivi.

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

TRANSISTORI EPITASSIALI E PLANARI

(Da « Le Haut Parleur »)

I più recenti progressi, conseguiti nella tecnica delle applicazioni dei dispositivi a semiconduttori, hanno portato alla realizzazione di tipi di transistori adatti al funzionamento con frequenze assai più elevate di quelle con le quali potevano funzionare fino a pochi anni orsono i transistori di produzione commerciale.

Il miglioramento delle caratteristiche di frequenza è stato ottenuto grazie alla scoperta di nuove tecniche per l'introduzione delle impurità nel cristallo, e per la formazione delle giunzioni.

L'articolo inizia con una breve dissertazione sulla natura della giunzione propriamente detta, indi espone la teoria relativa ai transistori a lega, ai transistori ottenuti per diffusione, ecc.

Una interessante dissertazione esegue il confronto diretto tra i transistori al silicio ed i transistori al germanio, mettendo in evidenza i pregi e gli inconvenienti di entrambi i tipi.

Successivamente, viene presa in considerazione la tecnica di produzione dei transistori **planari,** lanciata dalla Fairchild circa tre anni orsono. Essa deve la sua originalità al fatto che la diffusione delle impurità viene localizzata in una determinata parte del cristallo puro.

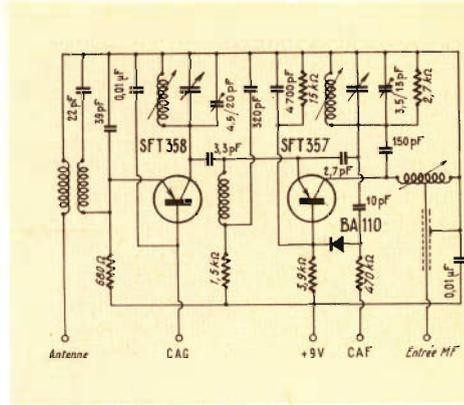
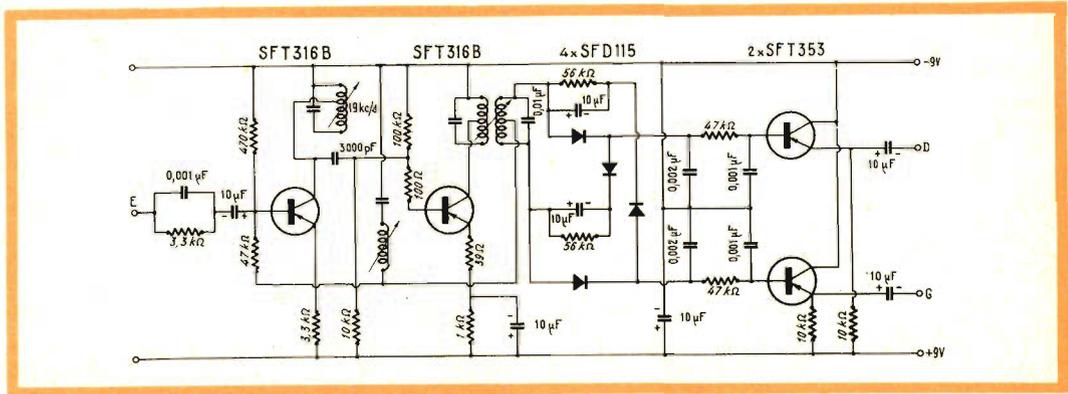
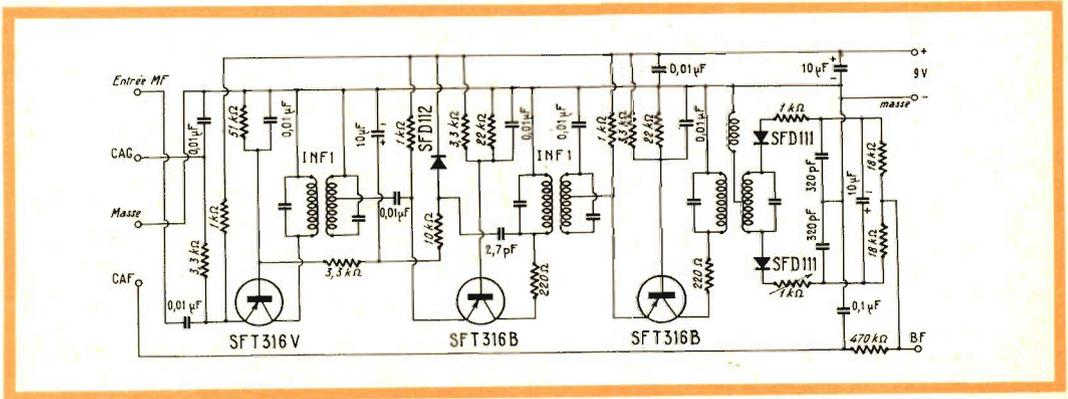
La tecnica costruttiva, descritta per grandi linee, implica una prima fase di purificazione del cristallo, indi la fase di drogaggio, ossia di diffusione localizzata delle impurità.

A proposito dei transistori **epitassiali,** l'articolo prende in considerazione le caratteristiche intrinseche dei transistori Mesa normali, e dei transistori Mesa epitassiali, la cui struttura è analoga. Il vantaggio della tecnica di produzione dei tipi epitassiali risiede nel fatto che la tensione di saturazione si riduce notevolmente, nonché nel fatto che si ottiene un tempo di transito assai più rapido, ciò che consente l'impiego di questi tipi di transistori in circuiti funzionanti su frequenze molto elevate.

L'articolo conclude infine con un'analisi dei futuri sviluppi delle nuove tecniche per la produzione dei semi-conduttori.

SINTONIZZATORE MF A TRANSISTORI PER RICEZIONE MONOFONICA E STEREOFONICA

(Da « Le Haut Parleur »)

L'apparecchio descritto in questo articolo, adatto alla ricezione delle emittenti funzionanti nella gamma della Modulazione di Frequenza, è più completo di un sintonizzatore di tipo classico. In effetti, esso non consta solo di un normale sintonizzatore per MF, vale a dire di tutti i circuiti necessari alla ricezione della gamma corrispondente, compresi tra l'antenna e l'uscita dello stadio rivelatore, bensì consta anche di un amplificatore di Bassa Frequenza, che fornisce una potenza

di uscita dell'ordine di 2 watt. Esso costituisce pertanto un ricevitore completo, fatta eccezione per l'altoparlante.

Lo schema di questo ricevitore è costituito dalle tre sezioni che qui riportiamo: la prima consiste nel **sintonizzatore** propriamente detto, realizzato con due transistori, e che rende disponibile il segnale a Media Frequenza. La seconda sezione consiste nell'**amplificatore di Media Frequenza** a tre transistori, facente capo al rivelatore, all'uscita del quale è disponibile il segnale di Bassa Frequenza. Il ri-

velatore a rapporto è costituito — a sua volta — da due diodi a semi-conduttore.

La terza sezione — infine — consta di uno stadio pre-amplificatore, di uno stadio pilota, e di uno stadio doppio in opposizione di fase, senza trasformatore. Si tratta del **decodificatore stereo,** nel quale il primo stadio serve per la ricezione del segnale multiplex, prelevato dal rivelatore a rapporto. Il secondo stadio agisce da duplicatore di frequenza, necessario per ristabilire la sotto-portante, mentre il terzo stadio — costituito da due transistori — provvede alla separazione dei due canali di Bassa Frequenza, che devono essere applicati ai relativi amplificatori per la riproduzione stereo, tramite due condensatori.

Non viene fornito lo schema dei suddetti amplificatori, in quanto si presume che siano di tipo convenzionale.

L'intero ricevitore permette il funzionamento sia in ricezione monofonica che in ricezione stereofonica, ed il passaggio da un sistema all'altro avviene mediante un comando a pulsante.

Quando il ricevitore funziona in ricezione monofonica, risulta costituito dal sintonizzatore, dall'amplificatore di Media Frequenza, dal rivelatore, e dall'amplificatore di Bassa Frequenza. Quando invece funziona in ricezione stereofonica, viene aggiunto un decodificatore Multiplex, conforme al nuovo standard adottato dalla R.T.F. a frequenza pilota, oltre ad un secondo amplificatore di Bassa Frequenza, per il secondo canale laterale.

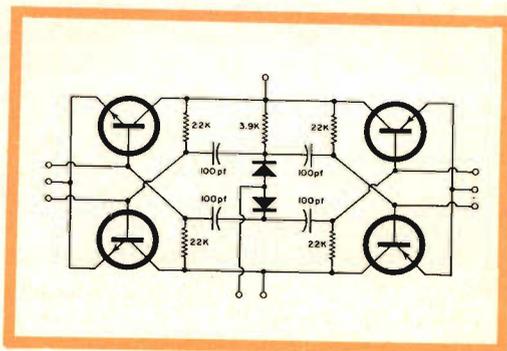
Il ricevitore può funzionare sia con alimentazione a batterie, sia con alimentazione da rete, mediante un apposito rettificatore incorporato nell'apparecchio.

CIRCUITI INTEGRATI

(Da « Electronics World » Settembre 1964)

I circuiti elettronici stanno assumendo dimensioni sempre più microscopiche, per cui — attualmente — è possibile persino realizzare unità con diversi transistori, di dimensioni talmente ridotte da consentirne il passaggio attraverso la cruna di un ago.

L'articolo citato descrive dettagliatamente la tecnica di realizzazione di tali circuiti, ed inizia con una serie di considerazioni relative alla mole di affari — da un punto di vista statistico — che sembra possibile totalizzare in questo campo dell'elettronica entro il 1973.

La nota tecnica mette in assoluta evidenza i vantaggi consentiti dai **circuiti integrati,** agli effetti della produzione di apparecchiature elettroniche complesse, che vengono in tal modo semplificate sia dal punto di vista della costruzione, sia da quello della riparazione, grazie alla facilità di sostituire un intero circuito.

Sono già stati adottati numerosi provvedimenti, al fine di introdurre i circuiti integrati nel mercato dei componenti elettronici. La Westinghouse — ad esempio — ha realizzato un circuito integrato sperimentalmente per radio-ricevitori, avente dimensioni pari alla metà di quelle di un dito. La Motorola ha invece realizzato un intero rice-trasmettitore funzionante sulla frequenza di 120 MHz, studiato per l'impiego da parte delle Forze Aeree.

L'articolo esamina razionalmente i diversi tipi di circuiti integrati, la loro tecnica di utilizzazione, nonché i componenti che in essi vengono usati.

Per ultimi, vengono presi in considerazione i cosiddetti circuiti ibridi. Il loro nome deriva dall'impiego di dispostivi a semiconduttore non appartenenti tutti alla medesima categoria.

Il circuito illustrato dalla figura rappresenta — ad esempio — un dispositivo del tipo « flip-flop », contraddistinto dalla sigla NCS-390, e realizzato dalla General Instrument Corp. Si tratta di un circuito nel quale vengono adottati quattro transistori, di cui due del tipo « p-n-p », e due del tipo « n-p-n ».

Questo dispositivo, che si presa a numerose applicazioni di carattere commerciale ed industriale, consiste, oltre che nei quattro transistori, anche in due diodi, cinque resistenze, e quattro condensatori, nonché nei sei terminali che ne consentono il collegamento ai circuiti complementari. Le sue dimensioni sono tali da essere contenute nella superficie di 2,4 centimetri quadrati.

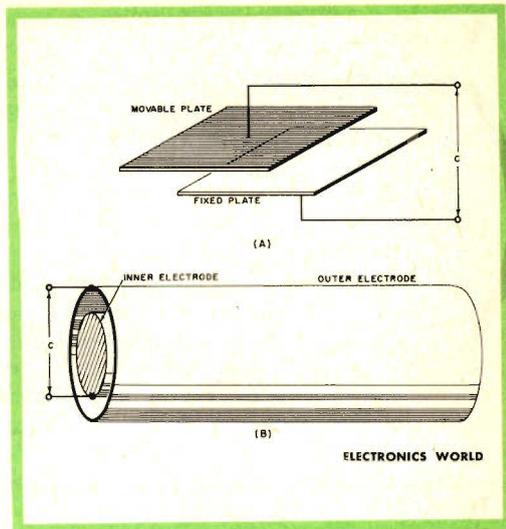
L'articolo, corredato di illustrazioni e di schemi elettrici, tratta in modo esauriente l'argomento dei circuiti integrati, da un punto di vista sia teorico che pratico.

MISURA DEL LIVELLO DEI LIQUIDI CON UN TRASDUTTORE CAPACITIVO

(Da « Electronic World »)

Vari tipi di condensatori di insolita struttura vengono attualmente adottati in determinate apparecchiature a carattere industriale, per determinare il livello dei liquidi in un serbatoio, oppure per determinare la pressione dei liquidi che scorrono attraverso un impianto idraulico.

Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento di questo tipo di trasduttore si basa sulla possibilità di immagazzinare una carica elettrica tra due conduttori elettricamente separati tra loro, a causa di un fenomeno di natura elettrostatica. La capacità che viene a crearsi tra due conduttori sagomati in modo da costituire due elettrodi, assume un valore che dipende — oltre che dalla superficie degli elettrodi stessi, e dalla distanza che tra essi intercorre — anche dalle caratteristiche intrinseche del dielettrico che li separa.

La variazione di una sola, o di più di una di tali grandezze, determina una variazione corrispondente della capacità, che può essere apprezzata con un adeguato sistema di misura, ottenendo così — indirettamente — la misura di un altro tipo di grandezza.

La figura qui riportata rappresenta appunto due tipi di condensatori, di cui quello superiore è del tutto convenzionale, e consiste in due superfici metalliche affacciate tra loro, e tra loro ad una certa distanza, e facenti capo a due conduttori esterni. Il tipo rappresentato in basso è invece costituito da due conduttori cilindrici e coassiali, costituenti due elettrodi — come nel caso precedente — di cui uno interno ed uno esterno.

Se si fa in modo che — nei confronti del primo tipo — l'elettrodo inferiore sia solidale col fondo di un recipiente, mentre l'altro ha la possibilità di alzarsi o di abbassarsi, seguendo il livello di un liquido contenuto nel recipiente stesso, si ha — col variare del livello del liquido — una variazione di capacità la cui misura può essere convertita direttamente in una misura del volume — o comunque del livello — del liquido contenuto.

Nel tipo di trasduttore cilindrico, consistente in una astina metallica contenuta in un cilindro anch'esso di metallo, la ca-

pacità può essere determianta mediante la formula

$$C = 16{,}35\ KL/\log_{10}(b/a)$$

nella quale **L** rappresenta la lunghezza in millimetri degli elettrodi cilindrici, **b** il diametro interno dell'elettrodo esterno, ed **a** è il diametro esterno dell'elettrodo interno.

Oltre alle linee di forza rettilinee, una parte de campo elettrostatico si stabilisce nella regione che si trova oltre i bordi delle parti metalliche e del limite del materiale dielettrico che le separa.

Anche in questo caso, col variare della pressione del liquido che percorre un tubo così costituito, varia la costante dielettrica del condensatore formato dai due elettrodi, e facenti capo a due conduttori esterni, per cui il sistema si presta anch'esso ad una conversione in una variazione di capacità di una variazione di un'altra grandezza (in questo caso la pressione).

L'articolo analizza alcune applicazioni pratiche di questo accorgimento, e ne fornisce anche qualche esempio.

UN SISTEMA UNICO DI TELEVISIONE A COLORI PER L'EUROPA

(Da « L'Electronique Professionelle »)

Successivamente alla riunione tenutasi a Zurigo alla fine del 1963, di un Comitato dell'Unione Europea di Rariodiffusione (U.E.R.), un gruppo specializzato del Comitato di Consultazioni Internazionale per le Radiodiffusioni (C.C.I.R.), comprendente più di cento delegati dei Paesi Europei, degli Stati Uniti, dell'Unione Sovietica e del Giappone (in totale 18 Paesi), ha studiato recentemente a Londra, sotto la presidenza del Sig. Eric Esping (svedese) la possibilità di creare una rete Europea.

Il Sig. Eric Esping aveva dichiarato all'apertura dei lavori: « Tutti i Paesi auspicano un accordo sul sistema da adottare per la televisione a colori; tuttavia tale accordo non è ancora prevedibile. È però possibile che — in sede di congresso — sistabilisca il tipo di sistema da adottare. In mancanza di accordo — invece — il congresso si accontenterà di preparare le basi per un accordo futuro ».

Dal canto suo, il Sig. Leslie Havyes, delegato per l'Inghilterra, e Direttore « ad interim » del Comitato Internazionale, aveva già precisato in precedenza che — anche in caso di decisione per un dato sistema da parte del Congresso — ciascun Paese resterà libero di effettuare la sua scelta.

Il Congresso si è successivamente sciolto il 2 Febbraio, dopo 11 giorni di studi, senza essere riuscito a stabilire un accordo tra i convenuti.

Un comunicato pubblicato dal Ministero Britannico delle Poste precisa che « molti Paesi ritengono che le ricerche non siano sufficientemente avanzate per consentire di effettuare una scelta definitiva circa lo « standard » da adottare in Europa ».

Il portavoce delle Poste e Telecomunicazioni Britanniche ha aggiunto che la decisione che verrà adottata dalla Gran Bretagna terrà conto degli argomenti appena discussi. Una riunione del Consiglio di Consultazioni della Televisione, internamente al quale sono rappresentati i dirigenti della Radio-Televisione, dell'industria radiofonica e dei vari Governi, era stata prevista per il mese di marzo, per formulare dei suggerimenti che verranno sottoposti al Ministero delle Poste.

La prossima riunione dei delegati dei diciannove Paesi europei verrà tenuta a Vienna, nella primavera del 1965.

Quale è lo stato attuale dei progressi conseguiti in Francia?

Durante la riunione tenutasi a Londra, alcuni rappresentanti Giapponesi sono rimasti vivamente impressionati dal sistema francese SECAM, soprattutto per quanto concerne le condizioni particolari di ricezione nei diversi Paesi, e per il fatto che — in Giappone — questo procedimento è meno soggetto alle interferenze parassite dovute alle linee tramviarie ed agli impianti elettrici.

Indipendentemente dai Giapponesi, i delegati di altri numerosi Paesi, che in precedenza conoscevano poco il sistema proposto dalla Francia, si sono dichiarati del parere che esso comporta numerosi vantaggi di carattere tecnico.

Anche gli esponenti sovietici hanno dimostrato un notevole interesse per il sistema SECAM, che — a motivo delle particolari condizioni di ricezione in Russia — sembra maggiormente conforme alle esigenze della rete sovietica, che non il sistema N.T.S.C.

Parallelamente alla riunione di Londra, è utile far rilevare che il Sig. Gunter von Hase, Segretario di Stato Tedesco per le Informazioni, e che era arrivato a Parigi il 13 Febbraio, aveva iniziato in quello stesso giorno le sue discussioni tecniche col Ministro Francese per le Informazioni, Sig. Alain Peyrefitte:

Nell'ordine del giorno di tale discussione figurava il problema della Televisione a Colori. I due Ministri hanno provveduto ad organizzare una presentazione del sistema di televisione a colori francese, denominato appunto SECAM.

Il fatto che nessuna decisione sia stata presa a Londra circa il sistema da adottare in Europa, permetterà pertanto alla Francia di moltiplicare le dimostrazioni, il che lascia supporre qualche possibilità che il sistema da essa proposto venga accettato universalmente dai Paesi Europei.

Per questo motivo, prima della fine dell'anno, saranno allestite numerose stazioni dimostrative di Televisione a Colori SECAM, presso numerose personalità della regione Parigina.

Questa operazione ha per origine dei motivi di carattere tecnico, destinati a dimostrare per la prima volta in uno stadio non solo sperimentale, la qualità delle immagini ritrasmesse secondo il procedimento Francese, qualunque sia la posizione del ricevitore nei confronti del trasmettitore. Tuttavia, si tratta soprattutto del lancio della prima « pre-serie » di ricevitori, che costituisce un'ultima prova, prima della messa a punto della tecnica di produzione su scala industriale dei ricevitori a colori.

Tutto lascia pertanto prevedere che siamo alla vigilia della commercializzazione di tali ricevitori.

RIMEDI CONTRO GLI EFFETTI TERMICI NEI DISPOSITIVI A SEMI-CONDUTTORI

(Da « Electronics »

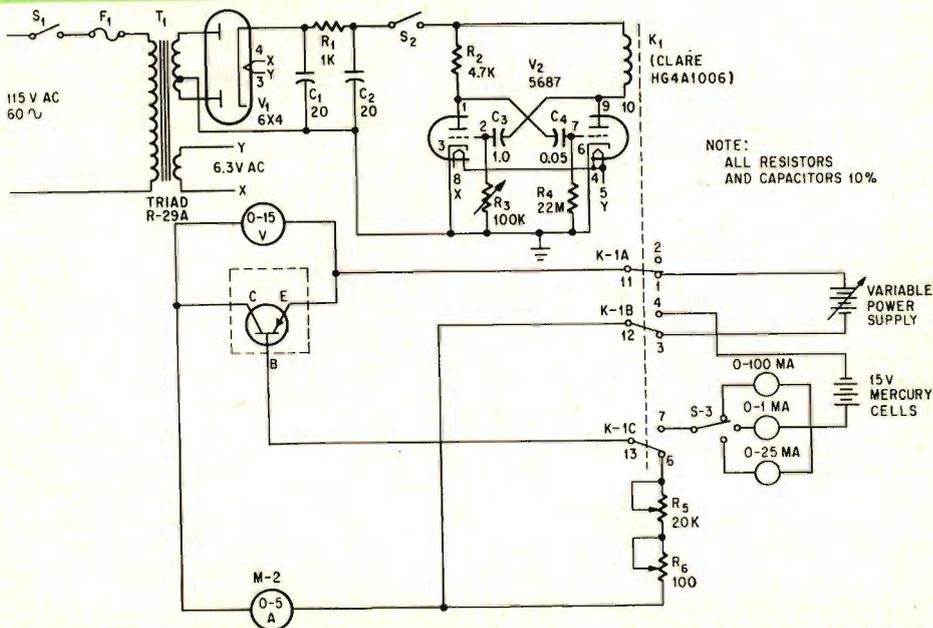
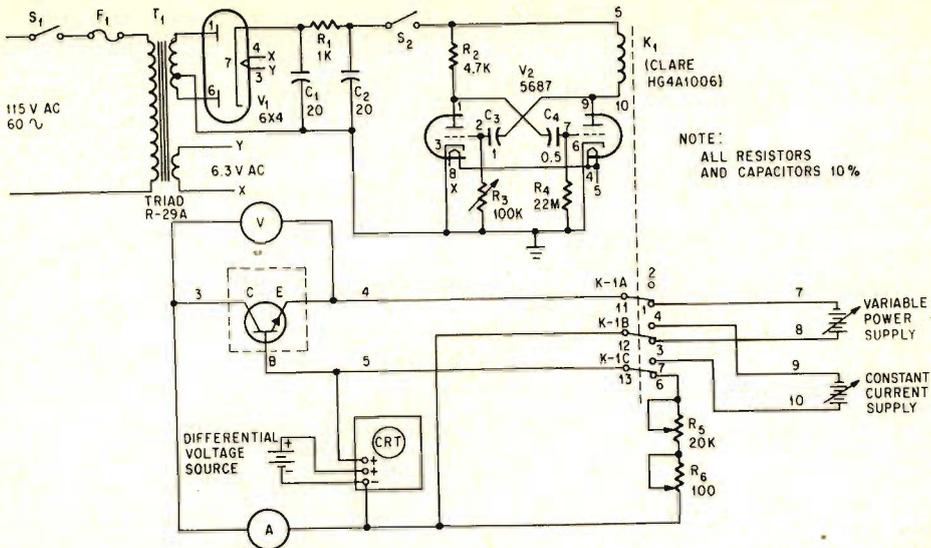
È ormai universalmente noto che i transistori di potenza, percorsi da correnti continue o alternate di notevole intensità, sviluppano una certa quantità di calore che — superati certi limiti — altera la struttura del cristallo, provocando il deterioramento del semi-conduttore.

Ad evitare questo inconveniente, sono stati adottati diversi sistemi atti a dissipare la temperatura che si sviluppa, irradiandola all'esterno, in modo da impedirle di agire in modo dannoso sul materiale semi-conduttore.

L'articolo analizza il problema sotto vari aspetti, e fornisce diverse soluzioni, che si adattano a vari tipi di impieghi dei transistori.

Oltre a fornire diversi ragguagli circa i principi fisici che determinano la produzione di calore, l'autore considera le diverse forme sotto le quali esso interviene a modificare le condizioni di funzionamento del dispositivo, sia agli effetti della curva caratteristica, sia agli effetti del rendimento.

Successivamente, vengono presi in esame i vantaggi offerti dai diversi tipi di dissipatori termici, costituiti da alette di raffreddamento, e sagomati in vari modi, a seconda dell'impiego tipico e della quantità di calore sviluppato.

L'articolo termina infine con la pubblicazione dei due circuiti che qui riportiamo, di cui il primo (in alto) rappresenta uno strumento che permette di misurare la temperatura che si sviluppa nelle giunzioni di un transistore, in funzione della caduta di tensione dovuta alla corrente diretta. Il secondo circuito — invece —

consente la misura della temperatura nelle giunzioni, in funzione della corrente di interdizione del collettore.

Una volta stabilita la quantità di calore che si sviluppa nel semi-conduttore durante il funizonamento in determinate condizioni di impiego, è possibile stabilire in quale misura occorre provvedere alla dissipazione di tale calore, per la protezione dell'elemento.

i lettori ci scrivono ....

In questa rubrica verranno pubblicate solo risposte che a suo insindacabile giudizio, la Redazione della Rivista riterrà d'interesse generale.

Ai quesiti avanzati dai Lettori sarà comunque data pronta evasione per lettera.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di L. 500, anche in francobolli, a copertura delle spese postali e di ricerca.

a cura di P. Soati

Sig. **CHIERICO D.** - Vicenza

Trasmettitore per i 1000 MHz

Circa la sua richiesta relativa a un piccolo trasmettitore per i 1000 MHz *la preghiamo di voler pazientare dato che per adesso non siamo in grado di suggerirle uno schema che dia pieno affidamento circa il suo funzionamento.*
Abbiamo rintracciato uno schema di progettazione USA, ma essendo stato lo stesso realizzato da un nostro conoscente, avente in tale campo una buona esperienza, con esito parzialmente negativo, riteniamo superfluo fargliene avere una copia.
Ci riserviamo di inviarle copia dello schema in questione non appena ci sarà data conferma del suo buon funzionamento.

Sig. **MARINELLI G.** - Ancona

Schema apparecchio del surplus

Purtroppo non siamo in grado di fornirle lo schema dell'apparecchio del surplus americano SCR 578, *che, come sa, è un trasmettitore automatico di SOS per la ricerca dei naufraghi in mare.*

Sig. **CIPOLLA A.** - Cagliari

Schema ricevitore CR88A

Come da sua richiesta, ed in via del tutto eccezionale, dato che di norma non possiamo disimpegnare il servizio di ricerca degli schemi relativi ad apparecchi commerciali o del surplus, le inviamo lo schema dell'apparecchio CR88A.

Sig. **BRUNELLO A.** - Venezia

Testine di incisione per dischi

Purtroppo non ci è possibile inviarle schemi e descrizioni circa l'argomento che le interessa. La preghiamo di voler rivolgere la richiesta all'ufficio stampa della PHILIPS *Piazza IV Novembre, 3 - MILANO, la quale su tale materia potrà inviarle alcuni opuscoli particolarmente interessanti.*
L'importo da lei inviato resta a sua disposizione per un altro quesito.

Sig. **SCASCIAFRATTI G.** - Roma

Oscilloscopio a transistori per usi professionali

Con riferimento alla sua lettera precisiamo quanto segue:
a) *In primo luogo la ringraziamo sentitamente per il plauso che gentilmente rivolge alla nostra rivista definendola la migliore in campo nazionale.*
b) *Purtroppo, in relazione all'elevato numero di lettere che ci sono pervenute in questi giorni, non ci è possibile trattare l'argomento relativo all'integratore di Miller, come lei desidererebbe e tanto meno abbiamo il tempo disponibile per fare i calcoli che le interessano. Ci riserviamo però di prendere in esame tale materia in uno dei prossimi mesi.*
c) *Mettendo in evidenza il carattere della sua richiesta, che esula da motivi commerciali, le consigliamo di rivolgersi direttamente alla* RADIOTECHNIQUE, Laboratoires des Recherches, 130 Avenue Ledru-Rolin, Paris 11^{e}, *che certamente le fornirà tutti i dati che le interessano.*

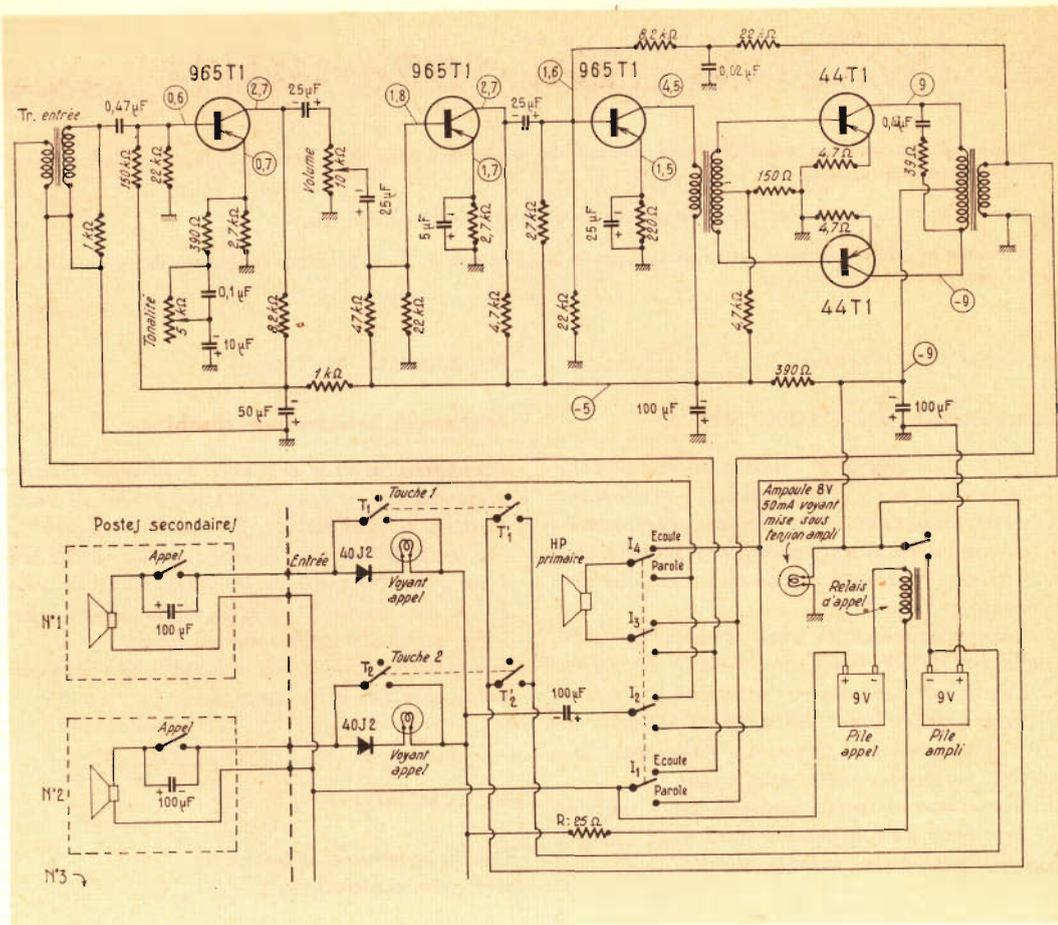



Fig. 1 - Schema elettrico di un amplificatore a 5 transistori da adattare all'interfono.

Appel = chiamata
Ecoute = posizione di ascolto
Parole = posizione di parlato

Touche = tasto
Vojant appel = spia di chiamata
Relais d'appel = relè di chiamata

Sig. **LABRUZZO S.** - Monreale

Interfono telecomandato

In figura 1 riportiamo lo schema di un amplificatore a 5 transistori realizzato in Francia che può essere messo in funzione automaticamente, sia dal posto centrale che da uno dei quattro posti secondari. Esso le sarà senz'altro utile per adattarlo all'interfono di sua costruzione.

Il posto principale dispone di una batteria a 5 tasti (quattro di chiamata ed uno per la messa fuori servizio) e di controllo luminoso. Il consumo è molto ridotto essendo limitato al tempo di durata delle comunicazioni. Malgrado il telecomando, che consente di alimentare il complesso posto principale tramite uno dei 4 posti secondari, il collegamento viene effettuato mediante l'impiego di una linea bifilare.

Nello schema sono indicati soltanto i posti 1 e 2. Naturalmente i posti 3 e 4 sono identici ad essi.

Se, ad esempio, dal posto principale si schiaccia il tasto n. 1 il quale comanda anche T1', si collega la linea −9 dell'amplificatore al −9 V della pila. In tal caso il diodo al sili-

cio 40J2 in serie alla lampada spia da 2,5 V 0,2 A viene cortocircuitato, ed in queste condizioni si accende la lampada da 8 V, 50 mA in parallelo alla linea – 9 V dell'amplificatore, ed il posto principale può chiamare il posto 1 portando il commutatore I_1, I_2, I_3, I_4 *nella posizione parola. La comunicazione viene perciò stabilita, senza che sia necessario effettuare altre operazioni.*
Il posto secondario può invece chiamare il posto centrale schiacciando il pulsante di chiamata che cortocircuita il condensatore da 100 μF. Il circuito in tal caso comprende, in serie, il +9 V, la bobina mobile dell'altoparlante, ad esempio del posto n. 1, il diodo al silicio 40J2, la lampada segnalatrice, il relé di chiamata da 60 Ω ed il – 9 V. Il relé eccitandosi mette sotto tensione l'amplificatore. (N. 1040 - *Hautparleur*).

Sig. **ANNUNZIATA E.** - Napoli

Sincronizzatore cinematografico

Nella recensione alla quale fa riferimento sono stati riportati tutti i dati relativi al sincronizzatore cinematografico, estratto da un articolo pubblicato sulla rivista RADIO CONSTRUCTEUR. Si tratta di una apparecchiatura la cui costruzione è piuttosto impegnativa per realizzare la quale sarebbe necessario essere in possesso di dati che a noi mancano.
Le consigliamo di rivolgersi direttamente alla direzione della suddetta rivista che è edita dalla Société des éditions radio, 9 - Rue Jacob PARIS (6) facendosi inviare una copia della rivista in questione della quale noi non siamo più in possesso.

Sigg. **F.lli VINCIGUERRA** - Agrigento

Voltmetro elettronico SM 3333

Dato che lo strumento ha funzionato egregiamente per un certo periodo di tempo e che l'anomalia si è manifestata dopo un periodo di 10 mesi di inattività, in primo luogo è consigliabile sostituire il condensatore elettrolitico da 16 μF controllando che in relazione ad un momentaneo corto circuito il raddrizzatore non abbia subito qualche avaria.
Se tale intervento dà esito negativo le consigliamo di controllare accuratamente tutte le resistenze, specialmente quelle che interessano il circuito del potenziometro P3 *una delle quali potrebbe essere interrotta.*

Sig. Rev. D. **Eugenio DE PALMA**

Apparecchiature per comunicazioni telefoniche

Abbiamo ricevuto il suo opuscolo relativo all'apparecchio ACHIROPHON e per adesso non resta che confermarle che la G.B.C non dispone di apparecchiature similari. Infatti essa può fornire attualmente soltanto gli apparecchi interfonici illustrati a pagina 812 *del CATALOGO GENERALE,*
Ad ogni modo abbiamo passato la monografia che ci ha inviato, all'ufficio tecnico della G.B.C. affinchè ne prenda visione ed eventualmente ne studi una applicazione pratica mediante la costruzione dei gruppi premontati come da lei suggerito.

Sig. **PETRUZZI A.** - Torino

Deviatore elettronico per antenna

L'argomento che le interessa, con due schemi molto interessanti, è trattato nelle pagine 254/256 *del* THE RADIO AMATEUR'S HANDBOOK *della* ARRL, 41 *edizione del* 1964.
Dato che lei è un radioamatore riteniamo che possa procurarsi tale volume presso qualche conoscente. Teniamo la somma inviataci a sua disposizione per un altro quesito.

Sig. **MELLI G.** - Palermo

Sui fonorelé

Lo schema di un fonorelé molto interessante e adatto per molteplici usi, compreso quello che interessa a lei, è stato pubblicato nel n. 3/4-1962 *di SELEZIONE RADIO TV. Esso è costituito da 5 transistori e da materiale reperibile nelle sedi G.B.C.*
Nel caso sia sprovvisto di tale numero può richiederlo direttamente alla nostra amministrazione inviando l'importo di L. 700.

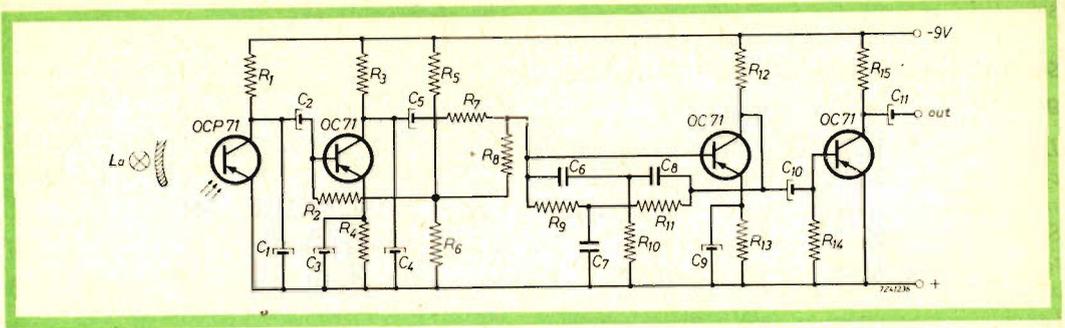



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore selettivo del battito cardiaco.

Sig. **GAVALOTTI E.** - Modena

Amplificatore selettivo del battito cardiaco

Lo schema di figura 1 *consente, come lei richiede, di captare ed amplificare i battiti del cuore escludendo completamente i rumori esterni, mediante l'uso di un fototransistore* OCP71.

La lampada La *viene collocata dietro il lobo dell'orecchio dimodochè la sua luce viene trasmessa, dalla parte opposta del lobo, al fototransistore* OCP71 *a seconda del contenuto sanguigno delle vene. In relazione a tale fatto la corrente di collettore del battito cardiaco è modulata in accordo con la frequenza del battito cardiaco e quindi amplificata.*

I valori dei vari componenti sono i seguenti:
R1 = 6.800 Ω; R2 = 12.000 Ω; R3 = = 100.000 Ω; R4 = 33.000 Ω; R5 = = 82.000 Ω; R6 = 18.000 Ω; R7 = = 27.000 Ω; R8 = 82.000 Ω; R9 = = 220.000 Ω; R10 = 56.000 Ω; R11 = = 220.000 Ω; R12 = 82.000 Ω; R13 = = 56.000 Ω; R15 = 47.000 Ω.
C1 = 1,6 μF; C2 = 100 μF; C3 = 100 μF; C4 = 1,6 μF; C5 = 50 μF: C6 = 0,47 μF; C7 = 2 x 0,47 μF; C8 = 0,47 μF; C9 = = 100 μF; C10 = 50 μF; C11 = 50 μF.

Sig. **BAN M.** - Trieste

Problemi sulla registrazione

Collegando i due altoparlanti, relativi a un complesso stereofonico, in parallelo fra loro otterrà senz'altro degli effetti di distorsione. Potrà risolvere il suo problema realizzando uno dei molti miscelatori che sono stati descritti su SELEZIONE RADIO TV e che rappresentano il sistema migliore per ottenere ottimi risultati.

Sig. **RODINO' A.** - Reggio Calabria

Varie

Evidentemente per un disguido di trascrizione è stata inviata a lei la risposta destinata ad un altro lettore di conseguenza, mentre teniamo le cinquecento lire che si ha inviato a sua disposizione per altro quesito, la preghiamo voler scusare l'equivoco.

Per quanto concerne il quesito da lei postoci la preghiamo rivolgersi alla Società PHILIPS, Piazza IV Novembre, 3 - Milano, *la quale le invierà una monografia nella quale sono trattati diversi apparecchi del tipo da lei desiderato e che senz'altro troverà di notevole interesse.*

Il transistore 2N444 *può richiederlo, per invio contro-assegno, alla sede di Milano della G.B.C., specificando che in caso di irreperibilità può essere sostituito da altro equivalente.*

Circa il trasformatore d'uscita per transistori, un tipo che più degli altri si avvicina alle caratteristiche richieste è quello della PHILIPS PK51094 *il quale ha una impedenza primaria di* 320 Ω *e quella secondaria di* 5 Ω *con una potenza di* 200 mW. *Qualche esemplare avente le caratteristiche identiche a quelle richieste potrà rintracciarlo presso i rivenditori di materiale del surplus.*

Sig. **ALVISI A.** - Firenze

Schema apparecchio AR/21 e stazioni gamma onde lunghe

Lo schema, completo dei dati che le interessa conoscere, relativo all'apparecchio AR/21 *è stato pubblicato nel* n. 4 *dell'anno* 1961 *di* SELEZIONE RADIO TV. *Potrà ottenere tale numero inviando l'importo di* L. 700 *alla nostra amministrazione.*

Le principali stazioni ricevibili nella gamma delle onde lunghe sono le seguenti: (frequenza in kHz).

155 *Moskva; Brasov, Romania;* 164 *Allouis Francia; Moskva;* 173 *Moskva;* 182 *Europa* 1 *Germania; Ankara Turchia; Berlin;* 191 *Motala Svezia;* 200 *Droitwich Inghilterra e Moskva;* 209 *Reykjavjk Islanda; Kiev Urss;* 218 *Oslo Norvegia;* 227 *Warszawa Polonia;* 236 *Luxembourgh; Leningrad;* 245 *Kalundborg Danimarca;* 254 *Lahti Finlandia;* 263 *Moskva e Berlin;* 272 *Uherske Hradiste Cecoslovacchia;* 281 *Minsk Urss.*

Sig. **PIERATTINI L.** - Pistoia

Radiotelefono

In primo luogo precisiamo che la costruzione e l'uso di apparecchi trasmittenti del tipo di quello richiesto è severamente vietata. Il loro impiego senza la relativa autorizzazione Ministeriale comporta serie penalità sulle quali ci siamo già intrattenuti a suo tempo sulla rivista.

Su SELEZIONE RADIO TV sono stati pub*blicati molti schemi relativi a radiotelefoni del tipo richiesto. Ad esempio nel n. 8/1963 a pagina 898 è stato preso in esame lo schema di un radiotelefono, di tipo professionale, completo dei dati che ci è stato possibile conoscere, la cui costruzione è molto impegnativa e può essere effettuata soltanto da coloro che in tale campo abbiano notevole esperienza.*

Un radiotelefono di più facile costruzione è quello pubblicato nel n. 10/1963, *sempre in questa stessa rubrica, a pagina* 1126 *e nel quale fra l'altro si fa uso di un sintonizzatore G.B.C.* TR/112.

Non possiamo procurarle gli schemi relativi agli apparecchi giapponesi.

Sig. **GROSSI G.** - Roma

Registratore EL 3541 per stereofonia

Il registratore in suo possesso in unione con un preamplificatore ed un amplificatore di BF può effettivamente riprodurre i nastri stereofonici già incisi. A questo scopo è stato costruito il preamplificatore PHILIPS EL3774 *a transistori, il quale fra l'altro può essere usato per la trascrizione dei programmi da una pista all'altra e per la realizzazione di programmi composti dato che rende possibile l'audizione di una pista durante la registrazione dell'altra. Con tale preamplificatore i risultati conseguibili saranno senz'altro perfetti. Lo schema può richiederlo direttamente alla PHILIPS all'indirizzo che abbiamo pubblicato più volte. Esso è stato anche pubblicato su uno scemario dei registratori pubblicato dalla casa editrice IL ROSTRO.*

Sig. **COSTA B.** - Roma

Complesso sonoro per macchine da proiezione

Da quanto ci scrive dobbiamo dedurre che lei è in possesso di una buona dose di esperienza in fatto di radiomontaggi. Tenuto conto di tale fattore e del fatto che l'amplificatore, controllato con il generatore di onde quadre ed oscillografo non sia soggetto a distorsioni apprezzabili, ammesso naturalmente che la velocità di incisione e di riproduzione rimanga costante, se ne deduce logicamente che il difetto dovrebbe essere da attribuire alla testina usata.

Un nostro lettore il quale aveva denunciato un inconveniente simile a quello da lei lamentato ha potuto risolvere il problema facendo uso di una testina combinata, registrazione più lettura, per cinefilm passo da 8 mm BOGEN MK400 *con nucleo in Alfenol che è reperibile presso i negozi GBC sotto il numero di serie S/350. La tensione di polarizzazione di tale bobina è di* 25 V *e la relativa corrente* 0,35 mA. *Corrente frequenza audio* (FA) *a livello di riferimento* 25,6 mM/mm 65 µA. *Livello d'ascolto a* 9,5 cm/s (3,3/4" s) 3 kHz, *massimo livello* (K 5%) 1,5 mV. *Resistenza cc* 450 Ω.

Sig. **BORDONALI N.** - Reggio Emilia

Amplificatore da usare come fonometro

L'amplificatore in suo possesso se collegato ad uno strumento di uscita, tarato in dB, può essere usato senz'altro come fonometro. Naturalmente non dovrà avere la pretesa di realizzare una apparecchiatura di elevata precisione.
Se usando come microfono l'altoparlante magnetico dinamico i risultati non saranno troppo brillanti potrà ricorrere all'uso di un microfono piezoelettrico.
Ad apparecchio funzionante lo strumento di misura dovrà essere tarato, punto per punto, con l'ausilio di un fonometro campione funzionante nelle stesse condizioni ambientali.

Sig. **SALVI L.** - Roma

Oscillatore di BF

La sua lettera precedente non ci è pervenuta, probabilmente a causa di un disguido postale.
Il valore della lampadina alla quale fa riferimento deve essere scelto sperimentalmente in modo da otterere la maggiore stabilizzazione possibile della tensione: essa può essere scelta fra quelle da 1,5 *e* 4,5 V *di accensione.*
Anche i valori dei componenti C1, C2, R3, R7 *devono essere scelti sperimentalmente in relazione alla gamma di frequenze che si desidera coprire. Ciò non presenta difficoltà alcuna perchè con un certo numero di condensatori e resistenze si possono ottenere le frequenze desiderate. La variazione di frequenza può essere effettuata tramite un commutatore per i condensatori e facendo uso di potenziometri, al posto delle resistenze* R3 *e* R7.

Sig. **RIVOLI P.** - Mantova

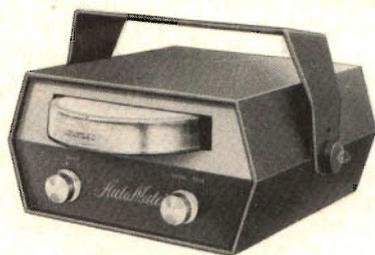
Registrazione magnetica

L'argomento relativo alla REGISTRAZIONE MAGNETICA è stato trattato in modo sufficientemente completo in una serie di articoli pubblicati su SELEZIONE RADIO TV degli anni 1960/1961.
Per quanto riguarda la velocità di registrazione, di un registratore a nastro magnetico è da tenere presente che maggiore è la estensione di gamma che si desidera riprodurre più alta dovrà essere la velocità. Questo è il motivo per cui si usano registratori a bassa velocità, e perciò con possibilità di una maggiore durata di registrazione, nel caso di registrazione della voce e registratori a velocità maggiori per registrazioni musicali. Ad esempio alla velocità di 19 cm/s (7,5") *un segnale avente la frequenza di* 6000 Hz *viene registrato su un tratto di nastro lungo* 0,031 mm (190 : 6000). *Se poi si tiene conto che ciascun segnale è composto da due semionde, ciascuna costituita da almeno quattro elementi con un totale di otto elementi, ne consegue che ad ogni elemento corrisponde un tratto di nastro uguale a* 0,031 : 8 = 0,004 *circa. Evidentemente quattro micron sono insufficienti per rendere possibile la registrazione di ciascun elemento del segnale che di conseguenza sarà registrato in modo incompleto e riprodotto distorto.*
In linea di massima si può ammettere che in virtù dei particolari accorgimenti nella costruzione delle testine di registrazione, e per altri motivi trattati negli articoli suddetti, i registratori aventi velocità di 4,75 cm *coprano una gamma di frequenza compresa fra* 150-4500 Hz, *quelli a* 9,5 *cm fra* 90-9000 Hz, *e* 50-18000 Hz *per la velocità di* 19 cm/s.

Sig. **FORGHIERI F.** - Torino

Generatore di ultrasuoni

Purtroppo non ci è stato ancora possibile rintracciare lo schema di un apparecchio a transistori per generare ultrasuoni, e adattabile agli usi da lei richiesti, che dia sicuro affidamento.
Siamo certi però che lo schema pubblicato nel n. 5/1961 *di SELEZIONE RADIO TV a pagina* 541, *opportunamente modificato, eliminando cioè la parte che funge da ricevente, può esserle senz'altro utile.*
Se in avvenire troveremo sull'argomento qualche cosa di più interessante non mancheremo di pubblicarlo sulla rivista.

RG/60

RG/61

REGISTRATORI AUTOMATICI A RIPRODUZIONE CONTINUA

Questo apparecchio rappresenta una soluzione nuova nel campo delle installazioni mobili; riproduce le incisioni su nastro magnetico per mezzo di un caricatore brevettato (Tapette) a ciclo continuo; agendo su un apposito commutatore si può selezionare l'una o l'altra delle due piste.

L'RG/60 è predisposto per la sola lettura del nastro magnetico; con il caricatore « TAPETTE » sono possibili riproduzioni ininterrotte di 1 ora di brani musicali diversi: alla fine del tempo indicato, e senza che si renda necessario alcun intervento manuale, il ciclo riprende automaticamente dall'inizio.

L'RG/60 si può definire quindi un compagno di viaggio piacevolissimo, che ci allieta con il programma preferito e senza alcuna interruzione di continuità. I caricatori « TAPETTE » esistono in una gamma vastissima di incisioni: dai motivi tradizionali alle musiche da films, dai canti di Natale ai brani jazz. All'amatore poi è data un'ulteriore interessante possibilità: quella di incidere a proprio piacere i brani, musicali o parlati, da riprodurre successivamente in autovettura.

A questo scopo esiste il caricatore di nastro neutro, cioè senza alcuna incisione e l'apparecchio per effettuare le registrazioni.

Questo apparecchio, l' RG/61, funziona in c.a. 220 V, e consente sia di registrare che di riprodurre i caricatori « TAPETTE ».

Quindi doppiamente interessante, perché apre infinite possibilità d'impiego ovunque sia necessario avere diffusione di musica, o commenti parlati, a ciclo continuo.

È dotato di amplificatore di potenza, controllo ottico del livello di registrazione, altoparlante interno, presa per altoparlante supplementare, e uscita per amplificatore di potenza.

È particolarmente indicato per negozi, esposizioni, sale da ballo, ristoranti, cliniche, alberghi, ecc.

Per quanto riguarda l'RG/60, applicar-

lo sull'autovettura è cosa semplicissima: si può installare su tutti i tipi di macchine, pulmann, motoscafi, o qualsiasi altro automezzo con alimentazione a 12 volt; non è necessaria alcuna saldatura o collegamento speciale, inquantoché, abbinandolo all'autoradio già installato, è sufficiente spostare opportunamente le prese d'antenna perché il programma musicale venga diffuso attraverso il normale circuito radio.

In pratica quindi si effettuerà:

— il collegamento di massa;

— l'allacciamento alla linea + 12 volt dell'autovettura;

— si staccherà lo spinotto proveniente dall'antenna dell'autoradio e lo si infilerà nell'apposita presa del registratore;

— infine, nella presa rimasta libera dell'autoradio, si collegherà l'apposito spinotto del registratore.

Come si sarà intuito, i segnali giungeranno attraverso l'antenna e saranno amplificati dall'autoradio direttamente, grazie a un vero e proprio trasmettitore AF (sulle Onde Medie) disposto nel registratore RG/60.

In pratica, dopo aver commutato nella posizione « TAPE » la manopola del registratore, la ricerca del programma musicale avverrà attraverso il comando di sintonia del radioricevitore.

Ripetiamo quindi: nessuna modifica o collegamento particolari da effettuare sulla radio, nessun commutatore da collegare o impiego dell'apparecchio limitato alle autoradio provviste della presa fono.

Per riportarsi sui programmi radiofonici, girare il commutatore del registratore nella posizione « RADIO ».

Per chi lo ritenga opportuno, poi, è possibile prelevare dall'RG/60 anche solo il segnale di bassa frequenza; a tal fine sul retro dell'apparecchio è presente un apposito « plug » che consente il collegamento di tutti quei tipi di autoradio provvisti d'ingresso e commutatore per riproduzione fonografica. Il circuito elettronico funziona a transistori, ed è realizzato interamente su circuito stampato; si unisce quindi un bassissimo consumo ad una durata di funzionamento praticamente illimitata.

Come tutti sanno, infatti, gli elementi semiconduttori non risentono delle sollecitazioni meccaniche, non sono provvisti di filamenti, quindi non consumano, ed infine funzionano con tensioni estremamente basse, e facilmente prelevabili dalle comuni batterie di pile o accumulatori.

Tutti i componenti della parte meccanica sono ad elevata precisione e tolleranza di funzionamento; il motorino di trascinamento, ad esempio, è corredato di un apposito transistore che stabilizza in modo assoluto il numero dei giri.

Gli altri transistori svolgono invece il compito di amplificare i segnali provenienti dalla testina magnetica, modulare ed eccitare lo stadio oscillatore in alta frequenza, cioè il piccolo trasmettitore in onde medie al quale abbiamo accennato.

L'RG/60 si presenta elegantemente, è di colore grigio-argento, con tutte le parti metalliche in lamiera cadmiata e il contenitore in pesante plastica antiurto.

RG/60 - CARATTERISTICHE TECNICHE

Testina di riproduzione:
tipo a doppia traccia

Semiconduttori impiegati:
N. 6 transistori

Motore di trascinamento:
funzionante in corrente continua e dinamicamente bilanciato

Riproduzione:
a doppia traccia monoaurale

Velocità di trascinamento:
3",75/s., pari a 9,5 cm/s.

Risposta di frequenza:
50 ÷ 10.000 Hz

L'RG/60 viene fornito completo di ogni accessorio per il trasferimento dei segnali sia in alta che in bassa frequenza.

La voce accessori comprende:

— il cavo d'alimentazione;

— il cavo di collegamento bassa frequenza;

— il cavo di collegamento alta frequenza;

— il fusibile per la protezione dell'impianto elettrico;

— l'insieme di squadrette e viti per il fissaggio all'autovettura;
Prezzo di vendita: L. 79.000.

RG/61 - CARATTERISTICHE TECNICHE

Testina magnetica:
tipo a doppia traccia, per registrazione e riproduzione
Semiconduttori impiegati:
N° 12
Motore di trascinamento:
funzionante in c.a., a 4 poli, e dinamicamente bilanciato
Riproduzione e Registrazione:
a doppia traccia monoaurale
Velocità di trascinamento:
3",75/s., pari a 9,5 cm/s.
Risposta di frequenza:
50 ÷ 10.000 Hz
Alimentazione:
220 V - 50 Hz - 60 W
Comandi:
selettore di traccia, volume con interruttore, selettore di funzione
Prese:
una per ingresso, e due per uscita altoparlante supplementare e amplificatore di potenza
Accessori:
1 caricatore « TAPETTE » neutro - 1 fusibile per la protezione dell'impianto elettrico
Prezzo di vendita: L. 175.000.

RG/60-1-2-3-4 - CARATTERISTICHE

Caricatori « TAPETTE », completi di nastro speciale, autolubrificato con strato di grafite.

Da usare in unione ai registratori automatici RG/60 e RG/61; i primi consentono la sola riproduzione; i secondi anche l'incisione: sempre su due traccie.

I caricatori completi di nastro inciso possono essere conservati illimitatamente, senza che per altro l'incisione risulti in alcun modo alterata: l'unica accortezza da seguire è quella di non avvicinare, neppure per tempi brevissimi, i caricatori a campi magnetici quali calamite, elettrocalamite, trasformatori e grandi masse ferrose.

A seconda dei tipi, i nastri « TAPETTE » consentono 1/4 + 1/4 ora, o 1/2 + 1/2 ora, di incisioni differenti, con ripristino automatico del ciclo di riproduzione.

I caricatori sono disponibili anche neutri, cioè senza alcuna incisione.

Per registrare i nastri « TAPETTE » è necessario usare il registratore RG/61.

RG/60-1 Caricatore con nastro inciso, durata 1 ora (1/2 + 1/2 ora)
Prezzo di vendita: L. 6.950

RG/60-2 Caricatore con nastro inciso, durata 1/2 ora (1/4 + 1/4 ora)
Prezzo di vendita: L. 4.900

RG/60-3 Caricatore con nastro neutro, durata 1 ora (1/2 + 1/2 ora).
Prezzo di vendita: L. 4.900

RG/60-4 Caricatore con nastro neutro, durata 1/2 ora (1/4 + 1/4 ora)
Prezzo di vendita: L. 3.900

COME REGISTRARE I CARICATORI DI NASTRO « TAPETTE » CON UN NORMALE REGISTRATORE MAGNETICO

I nastri Tapette, oltre che con l'apposito registratore da studio RG/61 possono essere registrati, con ottima fedeltà di riproduzione, avvalendosi di un qualsiasi registratore magnetico del tipo a 2 o 4 tracce.

Mentre con l'RG/61 è sufficiente introdurre il caricatore nell'apposito innesto, usando un normale registratore le varie operazioni si complicano leggermente, ma comunque possono essere eseguite con sicurezza da chiunque, e sempre con ottimi risultati.

Il registratore non deve essere modificato in alcun modo; quindi nessun smontaggio o intervento particolare sugli organi meccanici ed elettrici; l'unica opera-

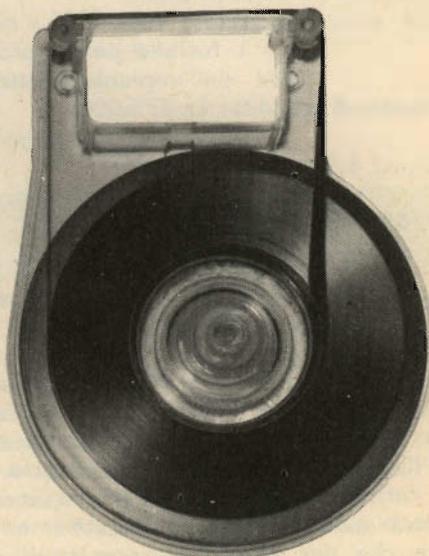
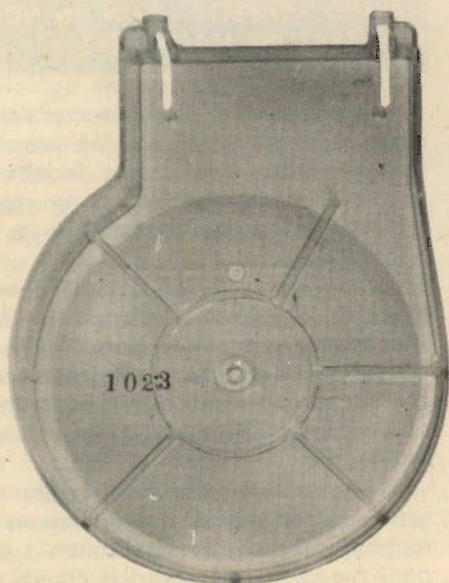
zione che l'amatore dovrà eseguire interessa esclusivamente il caricatore Tapette, che dovrà essere smontato e, a registrazione avvenuta, rimontato. Di seguito sono indicate tutte le varie operazioni: si sono volute intercalare anche numerose fotografie che integrano efficacemente le descrizioni.

Parte prima: PREPARAZIONE DEL NASTRO MAGNETICO

Come precedentemente accennato, la prima operazione da eseguire riguarda lo smontaggio del caricatore Tapette: a questo scopo occorre intervenire con un cacciavite sull'unica vite posta centralmente, alla quale è affidato l'assiemaggio di tutte le parti (fig. 1).

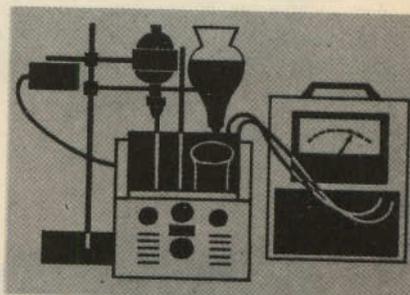
Successivamente aprire il caricatore allontanando le due parti in plastica dalle quali è formato: questa operazione deve essere eseguita con la massima attenzione, inquantoché vi sono le molle dei rulli guidanastro che si espandono e tendono a schizzare fuori dai sostegni.

Una volta tolto il coperchio il caricatore si presenta come in fig. 2.

1

2

50% di capacità in più con la batteria H-10 in acciaio

Ora la batteria HELLESENS tipo H-10 a 9 V per apparecchi a transistors, viene fabbricata con una BLINDATURA IN ACCIAIO che oltre ad assicurarne la massima tenuta, dà una assoluta garanzia contro la deformazione e aumenta la sua capacità di conservazione in magazzino.

Dopo approfonditi studi e ricerche effettuate nei nostri laboratori, siamo riusciti a creare la nuova batteria H - 10 che ha una CAPACITÀ DI CARICA SUPERIORE DEL 50 %.

Ogni batteria viene collocata in un sacchetto di plastica ermeticamente chiuso, che costituisce una garanzia per VOI ed i VOSTRI CLIENTI.

L'attraente scatola, che vi faciliterà la vendita, contiene 12 batterie H-10 blindate che hanno una capacità di carica aumentata del 50 %.

I/762 - PREZZO LISTINO L. 380

Vendete QUALITÀ - vendete HELLESENS - non esiste una batteria a secco migliore

LA PRIMA DEL MONDO

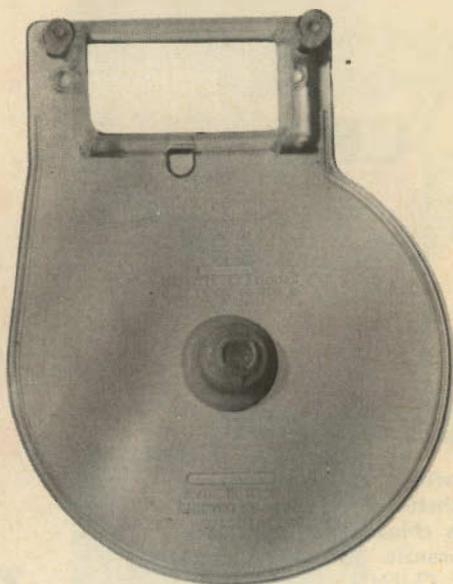
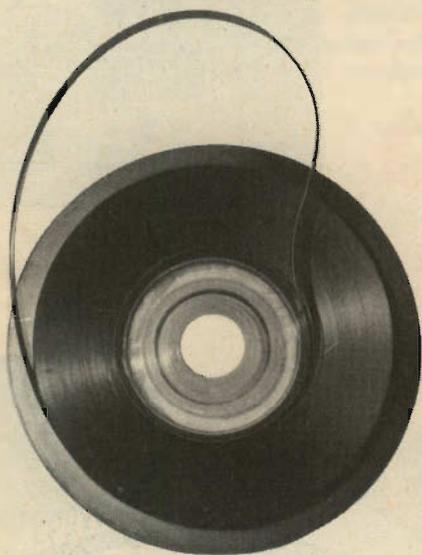
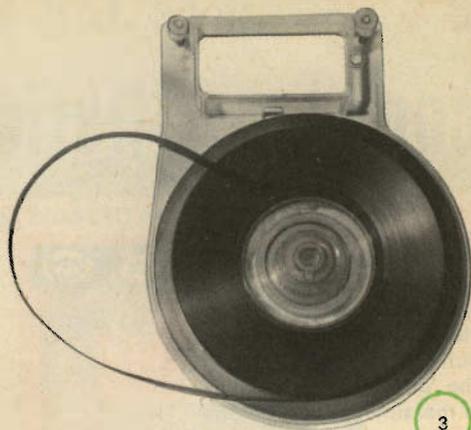
LA MIGLIORE DEL MONDO

DISTRIBUITA IN ITALIA DALL'ORGANIZZAZIONE G. B. C.

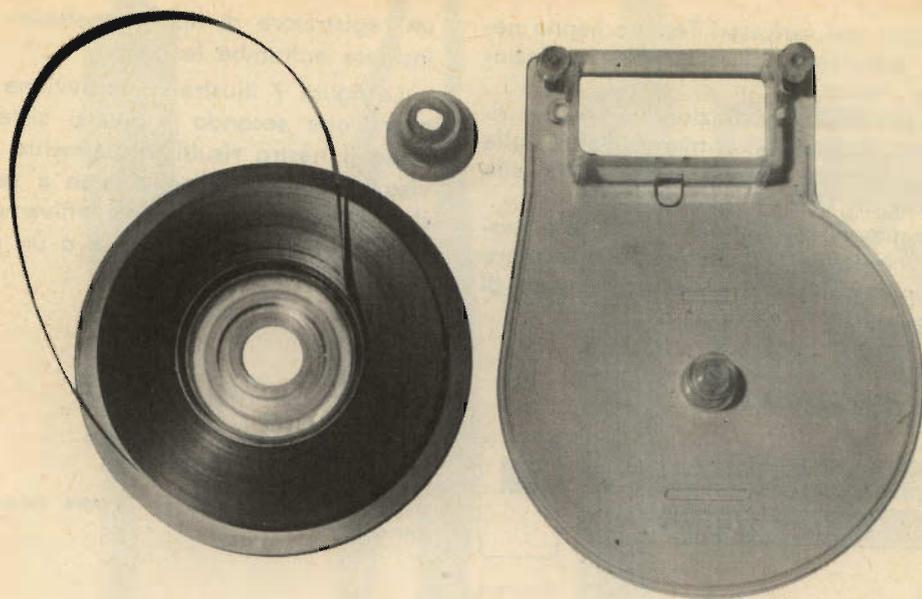
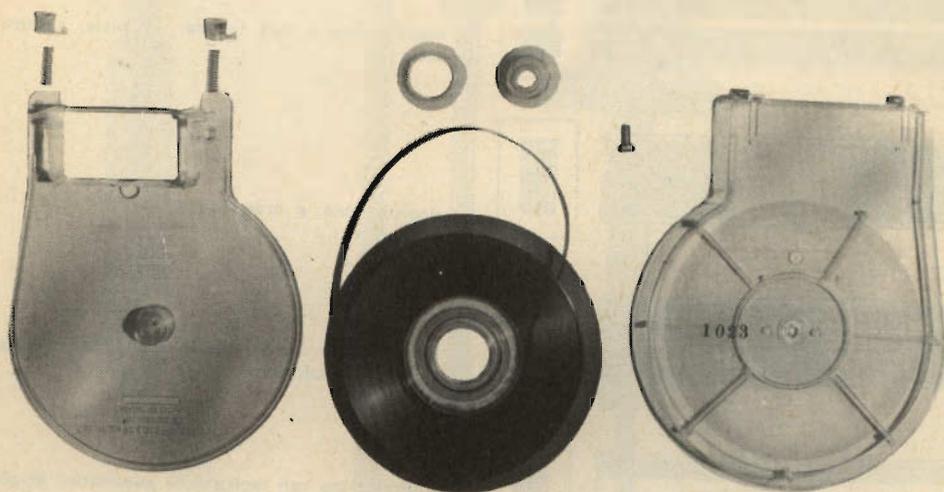
Come precedentemente accennato, le varie parti devono essere completamente smontate, quindi togliere delicatamente il nastro dalle guide, come da fig. 3, e sollevare il piatto portanastro staccandolo dal contenitore (fig. 4).

È opportuno poi smontare completamente il caricatore e conservare tutte le parti minute; al termine della registrazione queste dovranno essere rimontate nella medesima successione e posizione originale.

3

4

La figura 5 indica come deve essere tolto il centratore del piatto portanastro; a sua volta il centratore si divide in due parti: la corona e un anello più piccolo concentrico.

La figura 6 infine mostra il caricatore Tapette completamente smontato in tutte le sue parti essenziali, le quali possono riassumersi in:

— Scatola in plexiglas
— Coperchio in plexiglas
— 2 molle tendiguide
— 2 guide in nylon
— Corona e centratore in nylon
— Piatto porta nastro, completo di nastro speciale a svolgimento continuo.
— Vite 4 MA

Parte seconda: LA REGISTRAZIONE DEL NASTRO

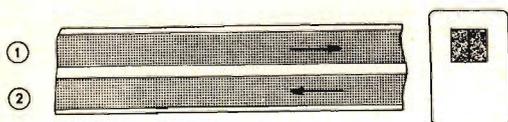
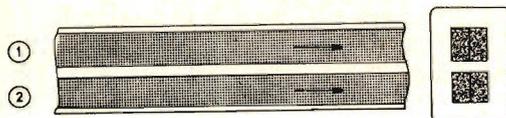
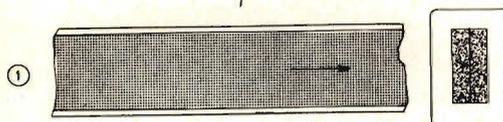
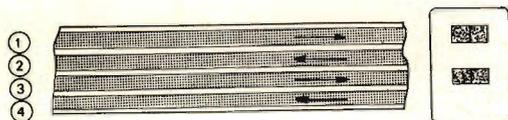
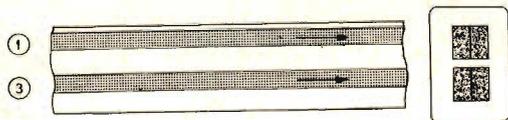
Si è parlato all'inizio del registratore magnetico: deve essere del tipo a mezza traccia e con velocità di scorrimento del nastro uguale a 9,5 cm/s. A queste condizioni il nastro contenuto nel caricatore Tapette potrà essere perfettamente inciso, come vedremo più avanti, su una pista; volendo incidere entrambe le piste occorre disporre di un registratore a 4 tracce, del tipo impiegato per incisioni e riproduzioni stereofoniche.

Infatti, con un registratore normale sarebbe sì possibile la registrazione a due tracce, ma occorrerebbe invertire la posizione delle bobine ottenendo così due sensi diversi d'incisione sul nastro; i ri-

produttori dei caricatori Tapette hanno però un unico senso di rotazione e traslazione del nastro.

Quindi una registrazione verrebbe riprodotta normalmente, mentre l'altra sulla pista adiacente verrebbe riprodotta alla rovescia, in modo inintelleggibile.

Riassumendo, con un registratore normale a mezza traccia è possibile incidere una pista; chi fosse in possesso invece di un registratore di tipo stereofonico potrà incidere entrambe le piste.

La figura 7 illustra come avviene la registrazione secondo i diversi sistemi, e come il nastro risulti virtualmente suddiviso in 1, 2, 4 zone diverse a seconda che la registrazione sia rispettivamente a traccia intera, mezza traccia o un quarto di traccia.

Registrazione a 1/2 traccia - 2 piste, sistema tradizionale.

Registrazione a 1/2 traccia - 2 piste, sistema « Tapette ».

Registrazione a traccia intera.

Registrazione a 1/4 traccia - 4 piste, sistema tradizionale stereofonico.

Riproduzione con registratore automatico RG60-61 del nastro inciso a 1/4 di traccia su registratore tradizionale a 4 piste.

Fatta questa premessa vediamo come in pratica si effettui la registrazione.

Il registratore si predispone collegato normalmente alla presa d'alimentazione, si allacciano le sorgenti relative ai segnali da incidere predisponendo i comandi elettrici o meccanici nel registratore come per una registrazione qualsiasi.

Sul supporto bobina di sinistra va disposto il centratore e corona di nylon precedentemente tolti dal caricatore Tapette: non occorre che fra il piatto porta bobine e il supporto di nylon si crei un collegamento meccanico stretto, inquantoché il supporto serve solo a consentire lo svolgimento del nastro dalla bobina.

8

La figura 8 illustra questa operazione, e la figura 9 il nastro già adagiato sul supporto.

Il ricciolo di nastro uscente dalla bobina, così come è stato tolto dal caricatore, non permette di realizzare il percorso indicato nel registratore: per disporre una maggiore quantità di nastro, cioè di un ricciolo più ampio, svolgerlo dalla periferia della bobina per una lunghezza di circa 20-25 cm, come indicato in fig. 10.

In questo tipo di caricatore infatti il nastro acconsentirà di essere sfilato gra-

9

zie ad una speciale grafitatura che gli permette di scorrere fra spira e spira, praticamente senza attrito.

Su una bobina di nastro normale questa operazione risulterebbe impossibile; con il nastro Tapette invece lo svolgimento avverrà naturalmente e senza alcun danno per il nastro stesso.

A questo punto sistemare sul supporto di destra una bobina per nastro magnetico vuota di diametro qualsiasi: la funzione di questa bobina è semplicemente quella di far scorrere il nastro senza che

10

venga in contatto con superfici o spigoli che ne altererebbero il sottile deposito magnetico (fig. 11).

In figura 12 si può vedere il nastro già infilato nella fessura che dà accesso alle testine magnetiche; durante questa operazione occorre sincerarsi che la parte nera del nastro rimanga rivolta verso l'operatore, e che la parte opaca marrone (il deposito ferro-magnetico sensibile) sia affacciata alle testine magnetiche.

A questo scopo si rende necessaria l'inversione del nastro una prima volta, dal-

la bobina alle testine magnetiche, e una seconda volta da queste alla bobina di plastica vuota che serve da guida.

Così facendo il nastro potrà scorrere e rientrare sulla bobina Tapette in modo normale, e contemporaneamente trovarsi affacciato nel giusto senso alle testine magnetiche.

Prima di porre in moto il registratore è opportuno che il nastro risulti ben teso secondo il cammino precedentemente descritto: per ottenere ciò è sufficiente far compiere a mano alla bobina di nastro una frazione di giro in senso antiorario.

A questo punto premere il tasto o commutare la manopola che aziona lo svolgimento del nastro, ed eseguire la registrazione dosando il livello del segnale attraverso l'occhio magico, come avviene per le comuni registrazioni. Se prima di mettere in moto il nastro si sarà in un modo qualsiasi segnato l'inizio della registrazione, si eviterà di oltrepassare il punto di partenza.

Il caricatore infatti tende a svolgersi all'infinito e il nastro uscendo dalla parte centrale della bobina rientra automaticamente sulla periferia in un gioco continuo di frizioni.

Se si è in possesso di un caricatore vergine si vedrà un tratto di coda metallica che costituirà efficacemente un punto di riferimento per l'inizio e il termine della registrazione; in caso contrario inserire sulla periferia del nastro, semplicemente fra spira e spira, una strisciolina di carta che durante la registrazione si vedrà scorrere verso il centro della bobina, sino ad essere espulsa nel punto dove il nastro esce dalla bobina stessa.

Se la registrazione è stata effettuata su un apparecchio a mezza traccia, il caricatore Tapette risulterà inciso su una sola pista; se invece il registratore è del tipo stereofonico occorre incidere contemporaneamente le due piste, che sul registratore corrispondono alla prima e alla terza pista.

A questo punto non rimane che rimontare il caricatore eseguendo a ritroso tutte le operazioni viste precedentemente e relative allo smontaggio dei vari pezzi.

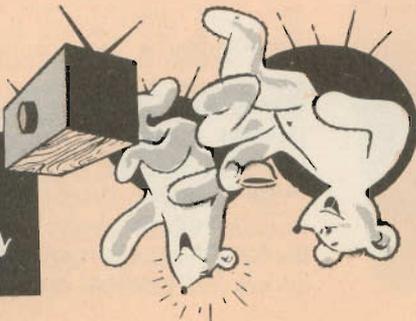
Togliere la bobina del registratore, ricostruire le dimensioni originali di ricciolo avvolgendo il nastro a mano sulla periferia del caricatore, e rimettere questo con il relativo anello e centratore nella scatola di plexiglas; infilare sui rispettivi supporti i rulli guidanastri completi di molla, assicurarsi che il nastro segua nel caricatore il percorso primitivo, quindi chiudere il coperchio in plexiglas e serrare la vite di tenuta.

Il caricatore potrà essere inserito nei registratori tipo RG/60 o RG/61 e ascoltato con assoluta fedeltà di riproduzione.

11

12

SENZA PAROLE

« Sembra si tratti di una spia interplanetaria... »

« A parte questo, hai notato nulla di strano nell'atmosfera di questo pianeta? »

« Ma come, caro, è già l'ora della telecronaca dell'Inter?!... »

ITALIANO

DISTRIBUTORI DI

Valvole Riceventi e di Potenza G.E. ed R.C.A.

PER APPLICAZIONI NEL CAMPO DELLE COMUNICAZIONI E DELL'INDUSTRIA

CONDIZIONI GENERALI

Allo scopo di far fronte alle richieste sempre crescenti di tutti i tipi di valvole elettroniche, abbiamo compilato il presente listino speciale elencando in esso le valvole d'importazione U.S.A., generalmente di marca G.E. o R.C.A. - I tipi per ricezione sono disponibili in scatole singole o imballati in cartoni per la vendita all'ingrosso. « Sconti d'uso ».

I prezzi possono subire cambiamenti senza alcun preavviso, in ogni caso saranno applicati quelli in vigore alla data della spedizione.

LE VALVOLE DI CUI NON È RIPORTATO IL PREZZO NON SONO TENUTE NORMALMENTE IN STOCK E DEVONO ESSERE ORDINATE ESPRESSAMENTE NEGLI U.S.A. PREVIO UN ACCONTO DEL 30%. SONO PERTANTO FORNIBILI NEL GIRO DI 5/6 SETTIMANE CIRCA DALLA DATA DI RICEVIMENTO DELL'ORDINE.

Siamo inoltre in grado di offrirVi molti altri componenti elettronici che riteniamo possano interessarVi nel Vostro lavoro. I fabbricanti di questi prodotti sono tra i migliori del mondo e si servono dei metodi più moderni allo scopo di garantire il più alto livello di qualità con il costo minimo. Sono prodotti sui quali potete contare per aumentare l'affermazione della Vostra Ditta.

GLI ACQUISTI FATTI DA UNA UNICA FONTE CONSENTONO UN RISPARMIO DI TEMPO, DI LAVORO E DI DENARO.

Siamo convinti che troverete conveniente l'acquisto presso di noi di eventuali altri componenti elettronici che Vi possono occorrere.

INGLESE

DISTRIBUTORS OF

G.E. & R.C.A. Radio and Power Tubes

FOR COMMUNICATIONS AND INDUSTRY

GENERAL TERMS AND CONDITIONS

In order to deal with the ever increasing demand for all types of electronic tubes, we have drawn up this price list including the tubes imported from the U.S.A. generally G.E. or R.C.A. brands. The receiving types are available individually boxed or else bulk packed in cartons. « Normal discounts ». Prices are subject to alteration without notice; in all cases those in force at date of shipment will be billed.

THOSE TUBES FOR WHICH NO PRICE IS GIVEN ARE NOT USUALLY KEPT IN STOCK AND CAN BE SUPPLIED WITHIN ABOUT 5/6 WEEKS FROM DATE OF RECEIPT OF ORDER, WITH A PRIOR PART PAYMENT OF 30%.

We can also offer many other electronic components of interest to your business. The makers of these components are amongst the best in the world using the most modern methods so as to ensure highest quality at the lowest cost. You can count on these products to increase your firm's reputation.

PURCHASES MADE AT ONE SOURCE RESULT IN A SAVING OF TIME, LABOUR AND MONEY.

We feel sure you will find it worth your while to purchase any other electronic components you may need from us.

HELLESENS...

HELLESENS
steel
power
VII-36
1,5 VOLT

LA BATTERIA CHE NE VALE DUE